Электрические машины малой мощности

Госэнергоиздат

Д. А. ЗАВАЛИШИН, С. И. БАРДИНСКИЙ, О. Б. ПЕВЗНЕР,
Б. В. ФРОЛОВ, В. В. ХРУЩЕВ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ МАЛОЙ МОЩНОСТИ

Под общей редакцией
Д. А. ЗАВАЛИШИНА



ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
МОСКВА 1963 ЛЕНИНГРАД

ЭЭ-5(4)-3
УДК 621. 313. 2/.3
313

В книге рассматриваются особенности физических процессов и вопросы теории ряда типов электрических машин малой мощности. Приводятся основные сведения об их расчете и конструкции и освещаются условия их работы.

Книга предназначена для инженеров и техников, имеющих дело с малыми электрическими машинами. Вместе с тем книга может служить пособием для студентов энергетических и электротехнических вузов при изучении ими курса электрических машин.

Завалишин Дмитрий Александрович, Бардинский Сергей Иванович, Певзнер Осип Борисович, Фролов Борис Васильевич, Хрущев Виталий Васильевич

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МАШИНЫ МАЛОЙ МОЩНОСТИ

М.—Л., Госэнергоиздат, 1963, 432 стр, с рис.

Редактор *А. С. Уссер* Технич. редактор *О. С. Житникова*

Сдано в производство 18/VII 1963 г. Подп к печ. 13/X 1963 г. М-50343. Печ. л. 27.
Уч.-изд. л. 23,9. Бум. л. 13,5. Формат 60×90[1]/16. Тираж 27500. Цена 1 р. 35 к. Заказ 1283.

Типография № 4 Ленсовнархоза. Ленинград, Социалистическая, 14.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Задача создания материально-технической базы коммунизма, поставленная перед советским народом Программой КПСС и решениями XXII съезда партии, неразрывно связана со всеобъемлющей автоматизацией всего промышленного производства страны.

В состав различных автоматических устройств в качестве одного из основных элементов входят электрические машины, имеющие минимальные габариты. Их называют электрическими машинами малой мощности, малыми электрическими машинами, микромашинами и т. п.

Широкое развитие электрических машин малой мощности нашло значительное отражение в технической литературе. Однако сколько-нибудь полные руководства, охватывающие различные типы электрических машин малой мощности, насчитываются единицами. К ним относятся, в первую очередь, две прекрасные книги покойного профессора Ю. С. Чечета, посвященные электрическим микромашинам автоматических устройств, а также анализу управляемого асинхронного двигателя с полым ротором; кроме того, имеются три книги профессора Н. П. Ермолина. Одна из них дает обоснование расчета маломощных коллекторных машин, вторая — касается расчета маломощных трансформаторов, в третьей изложены основные вопросы теории и методов расчета.

В книгах Ю. С. Чечета рассматриваются не столько свойства малых электрических машин как таковых, сколько их специфика как элемента автоматического устройства.

Авторы настоящей книги поставили себе целью рассмотреть некоторые типы малых электрических машин с точки зрения особенностей физических процессов и теории, а затем остановиться на особенностях малых машин уже применительно к областям их использования. Вместе с тем в книге дано обоснование расчета некоторых типов малых электрических машин и приведены расчетные примеры. Рассмотрены малые электродвигатели постоянного тока с электромагнитным возбуждением и с постоянными магнитами, универсальные коллекторные двигатели, синхронные машины с постоянными магнитами, реактивные синхронные двигатели, вращающиеся трансформаторы, асинхронные тахогенераторы.

В книге не уделено места асинхронным микродвигателям, поскольку эти машины подробно рассмотрены в указанных выше книгах Ю. С. Чечета, а также в книге Е. М. Лопухиной и Г. С. Сомихиной; отсутствует также раздел, касающийся сельсинов, так как имеется подробная книга Д. П. Мкртчяна и В. В. Хрущева «Однофазные сельсины», изданная в 1957 г.

Следует, кроме того, отметить, что помимо упомянутых типов малых электрических машин, существуют однофазные двигатели с короткозамкнутыми витками на полюсах статора, малые электромашинные усилители и другие типы малых машин, имеющие ограниченное применение. Охватить все типы малых машин в одной книге, конечно, не представляется возможным. Поэтому авторы стремились лишь к тому, чтобы достаточно полно осветить физические процессы, дать элементы теории и расчета основных типов этих машин.

Глава первая написана Б. В. Фроловым, глава вторая — Д. А. Завалишиным и Б. В. Фроловым, главы третья и четвертая — С. И. Бардинским, глава пятая — О. Б. Певзнером, главы шестая, седьмая и восьмая — В. В. Хрущевым.

Поскольку книга представляет собой плод творчества пяти авторов, вполне естественно, что на изложении каждого из разделов сказывается индивидуальность автора, написавшего данный раздел. Однако редактор книги приложил необходимые усилия, чтобы некоторые неизбежные различия были в максимальной степени сглажены и чтобы был обеспечен единый подход к рассмотрению темы.

Следует отметить, что в книге не удалось выдержать единства системы единиц, так как все характеристики материалов по постоянным магнитам, имеющиеся в литературе, даны в системе СГС. Ввиду этого все соотношения, относящиеся к машинам с возбуждением от постоянных магнитов, даны в единицах этой системы.

Ряд вопросов, относящихся к электрическим машинам малой мощности, освещается в книге впервые, и авторы будут весьма признательны читателям, которые пришлют свои критические замечания. Просьба направлять письма по адресу: Ленинград, Д-41, Марсово поле, 1. Л. О. Госэнергоиздата.

Д. Завалишин

СОДЕРЖАНИЕ

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

1-1. Особенности конструкции и условий работы

Коллекторные машины постоянного тока малой мощности находят широкое применение в различных областях для автоматического регулирования, управления и контроля объектов. Чаще они используются в качестве двигателей: основных — исполнительных, предназначенных для отработки заданной программы или осуществления определенных функциональных зависимостей, и вспомогательных — силовых, предназначенных для привода отдельных механизмов и узлов. Однако нередки случаи использования этих машин в качестве генераторов, в особенности на подвижных объектах с большим числом весьма разнообразных потребителей электрической энергии постоянного тока.

Условия работы электрических машин постоянного тока малой мощности могут быть резко различными для разных объектов и могут сильно изменяться (иногда за небольшой промежуток времени) для одного и того же объекта. При использовании электрических машин в схемах автоматики, телемеханики, вычислительной техники и др. приходится считаться с возможностью влияния на машину следующих внешних факторов:

1) температуры (— 60° С + 400° С);
2) влажности (относительная — до 100%);
3) давления;
4) механических перегрузок (до 30—35 *g*);
5) пыли;
6) брызг и струй воды для наземных устройств и проникновения воды для установок подводных;
7) поражения грибками (в условиях тропического климата);
8) инея.

Эти факторы могут очень быстро изменяться для машины, установленной на подвижном объекте (транспортные установки, самолеты).

Стремление уменьшить вес и габариты машин приводит к не-

обходимости повышать скорость вращения, применять новые материалы, допускающие большие магнитные электрические и тепловые нагрузки. Особенности условий работы и разнообразие требований, предъявляемых к малым машинам, накладывает отпечаток на их конструкцию и методы расчета. Конструкция малых машин очень проста, как правило, они состоят из нескольких деталей. У малых машин удается объединить в одно целое и упростить конструкцию отдельных узлов. Так, например, коллектор, который у средних и крупных машин имеет сложную конструкцию и состоит из большого количества деталей, у малых машин представляет одну деталь, получаемую запрессовкой пластин в пластмассовую втулку.

В малых машинах потери в меди и на трение являются относительно большими, в связи с чем к. п. д. получается значительно меньшим. Часто эти машины используются в схемах, требующих регулировки скорости и реверса. Реверсивные двигатели иногда имеют две обмотки возбуждения, используемые поочередно. При наличии тока в одной из них получается определенная полярность полюсов машины и определенное направление вращения. Для реверсирования двигателя переключают обмотки возбуждения. При этом меняется полярность полюсов и направление вращения. Для уменьшения мощности управления и упрощения усилителя регулирование скорости малых машин часто осуществляется путем изменения потока.

Полюса машины выполняются нередко из стального литья (ст. 10) и крепятся к станине винтами. Часто конструктивно значительно проще выполнить машину, у которой шихтованная станина составляет одно целое с полюсами. У машин, скорость вращения которых регулируется путем изменения потока, станина обязательно должна быть шихтованной. Это позволяет избавиться от влияния вихревых токов, возникающих в станине, и уменьшить электромеханическую постоянную.

Правильной работе коллектора и щеточного аппарата в малых машинах следует уделять особое внимание. Условия коммутации в малых машинах получаются довольно тяжелыми, так как скорость вращения обычно велика, а из-за недостатка места невозможно размещение добавочных полюсов и компенсационной обмотки. Щетки обычно закрепляются жестко, и осуществить их сдвиг относительно нейтрали нельзя.

У машин, работающих в высотных условиях (электрооборудование самолетов), правильная работа коллектора и щеточного аппарата нарушается в связи с понижением давления воздуха и уменьшением его влажности. Для улучшения коммутации в малых машинах приходится использовать повышение сопротивления переходного слоя между щеткой и коллектором, позволяющее увеличить общее сопротивление коммутируемого контура. Поэтому правильному подбору щеток в малых машинах с учетом условий, в которых будет работать машина, следует уделять особое внимание. Выбор небольшого числа витков секций обмотки

якоря позволяет уменьшить э. д. с. вращения в коммутируемых секциях.

Большое число малых машин (например, на подвижных объектах) работает в условиях больших вибраций и тряски, что заставляет значительно увеличивать давление на щетки. Иногда для улучшения коммутации применяют половинное число добавочных полюсов обычной конструкции или же они устраиваются в виде тонких пластин с обмоткой, вынесенной в пространство, где размещаются лобовые части.

Большое внимание уделяется защите подшипников от угольной и медной пыли, образующейся при работе щеточного аппарата. Зазоры и допуски при изготовлении отдельных деталей малых машин весьма невелики и нарушение их зачастую выводит машину из строя. Особенно чувствительными к попаданию пыли являются шарикоподшипники, для защиты которых применяются лабиринты-уплотнители.

Внутренний объем малых машин почти полностью заполняется различными обмотками, токоведущими перемычками и другими деталями. Это значительно ухудшает условия охлаждения активных материалов, затрудняет вентиляцию и делает тепловой режим машины напряженным. При небольшом диаметре якоря число зубцов и коллекторных пластин обычно невелико, что приводит к значительным пульсациям э. д. с. и индукции. Это требует своеобразных методов определения результирующего потока машины и учета реакции якоря. Для размещения обмотки якоря приходится ножку зубца делать тонкой, что приводит к насыщению ножки и вытеснению части потока в пазы, с чем приходится считаться при расчете машины. Для устранения радиопомех, вызываемых пульсациями потока и тока, многие малые машины снабжаются электрическими фильтрами, встраиваемыми зачастую внутрь машины.

Следует отметить большое значение для малых машин рациональной конструкции и технологии. Так, например, у малых машин, имеющих всего две щетки, плохая обработка кромки щеткодержателей может привести к заклиниванию щеток и резкому ухудшению не только коммутации тока, но и условий работы машины в целом. Наконец, подчеркнем необходимость тщательной балансировки роторов, что особенно важно для малых машин, работающих в схемах с широким диапазоном регулирования скорости, когда при одной из них может наступить резонанс — совпадение частоты динамических усилий, действующих на несбалансированный ротор, с собственной частотой упругих колебаний какой-либо детали машины.

1-2. Элементы конструкции малых машин

Корпус, ярмо, подшипниковые щиты

В малых машинах корпус и ярмо совмещаются. Корпус служит не только для механического крепления, но является одним из элементов магнитной цепи. Обычно он выполняется в виде цилин-

дрической трубы из стали 10, или армко, к которой винтами прикрепляются главные полюса. В зависимости от назначения машины корпус снабжается лапами или фланцем для крепления.

Правильная посадка подшипниковых щитов осуществляется с помощью точной обработки поверхности сопряжения — (внутреннего или наружного замка) между щитом и корпусом. Иногда (для микромашин) один из подшипниковых щитов выполняется заодно с корпусом в виде моноблока. Щиты стягиваются сквозными шпильками с гайками, пропускаемыми через всю машину между полю-

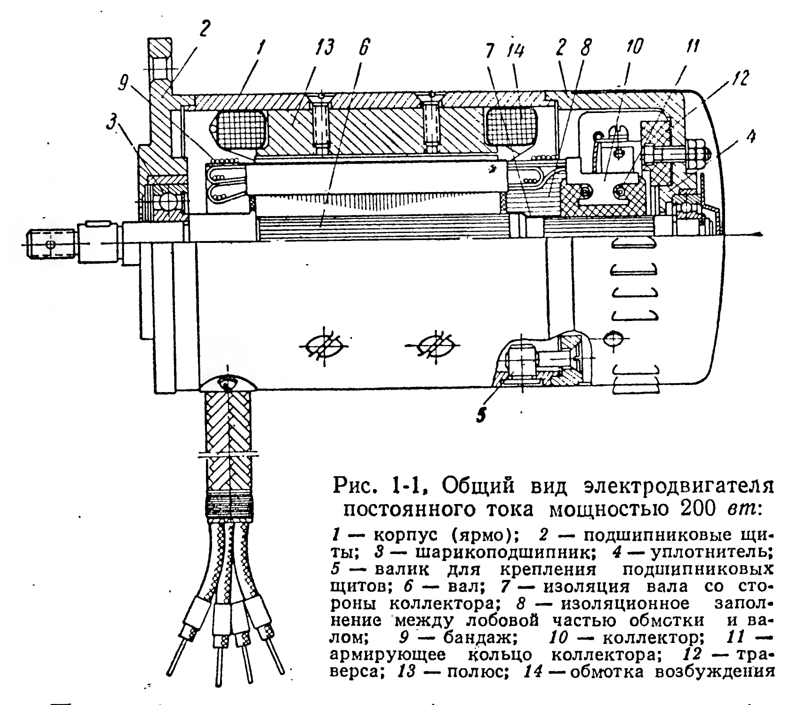


Рис. 1-1. Общий вид электродвигателя постоянного тока мощностью 200 *вт*:

1 — корпус (ярмо); *2* — подшипниковые щиты; *3* — шарикоподшипник; *4* — уплотнитель; *5* — валик для крепления подшипниковых щитов; *6* — вал; *7* — изоляция вала со стороны коллектора; *8* — изоляционное заполнение между лобовой частью обмотки и валом; *9* — бандаж; *10* — коллектор; *11* — армирующее кольцо коллектора; *12* — траверса; *13* — полюс; *14* — обмотка возбуждения

сами. При тесном расположении обмоток внутри машины бывает невозможно пропустить стяжные шпильки. В этом случае подшипниковые щиты крепятся к корпусу с помощью коротких винтов, завинчиваемых в валики. Валики вставляются в отверстия корпуса, выполненные в зоне расположения лобовых частей обмотки якоря. Иногда в машинах малой мощности щит, за недостатком места, невозможно закрепить даже с помощью валиков. В этом случае он крепится проволочной пружиной, которая заводится в канавку, выточенную наполовину в корпусе и наполовину в самом щите. Конец пружины, отогнутый под прямым углом, утапливается в специальное отверстие щита, после чего щит поворачивается в корпусе почти на полный оборот. При этом проволочная пружина заводится в канавку и препятствует осевому смещению щита относительно корпуса.

У микродвигателей полюсы и ярмо штампуются как одно целое из листов электротехнической стали. Непосредственно к пакету, стянутому развальцованными шпильками, для упрощения и удешевления конструкции прикрепляются подшипниковые щиты. Для пропуска шпилек, стягивающих щиты, в пластинах ярма выштамповываются отверстия или углубления, которые обычно располагаются в местах с минимальной индукцией на оси полюсов.

Подшипниковые щиты выполняются из дуралюминия Д6Т или алюминиевого литья Ал11, когда они снабжаются фланцем для

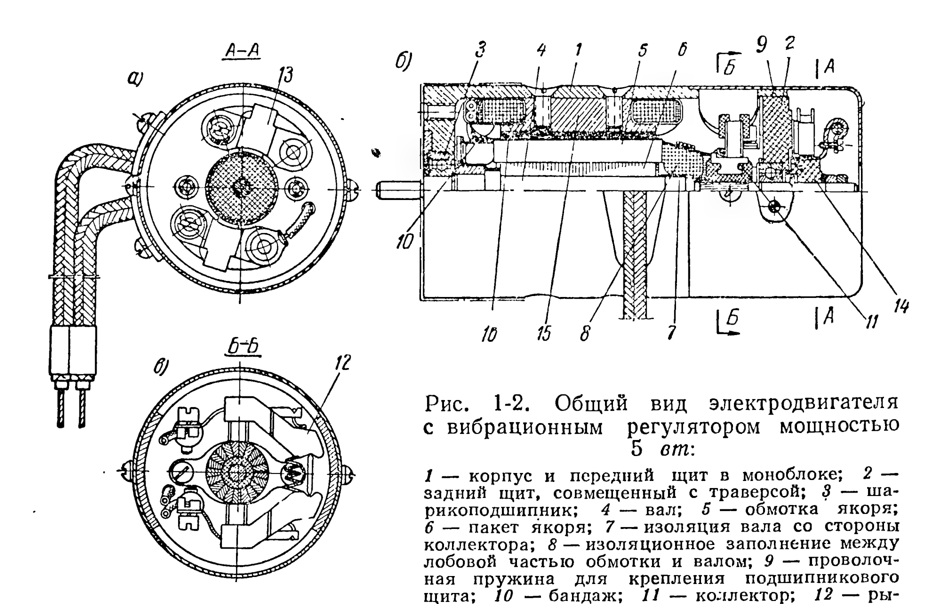


Рис. 1-2. Общий вид электродвигателя с вибрационным регулятором мощностью 5 *вт*:

1 — корпус и передний щит в моноблоке; *2* — задний щит, совмещенный с траверсой; *3* — шарикоподшипник; *4* — вал; *5* — обмотка якоря; *6* — пакет якоря; *7* — изоляция вала со стороны коллектора; *8* — изоляционное заполнение между лобовой частью обмотки и валом; *9* — проволочная пружина для крепления подшипникового щита; *10* — бандаж; *11* — коллектор; *12* — рычажный щеткодержатель, *13* — щеткодержатель с непосредственным давлением пружины на щетку; *14* — втулка с контактными кольцами центробежного регулятора; *15* — полюс; *16* — обмотка возбуждения

крепления всей машины. В остальных случаях они могут выполняться из прессматериала марок АГ-4 или АГ-4В при нагреве до 200° С и марок К-41-5, КМК-218 или КМС-9 при нагреве до 400° С. На щите, располагаемом со стороны коллектора, укрепляется траверса для размещения щеткодержателей, коллектора и вибрационного регулятора скорости (при его наличии).

На рис. 1-1 и 1-2 показан общий вид двух малых машин постоянного тока. Чертежи дают представление о конструкции корпуса, ярма, подшипниковых щитов и о способах крепления щитов к корпусу. На рис. 1-1 показано крепление щита с помощью валиков, вставляемых в отверстия корпуса. На рис. 1-2 показаны корпус и щит, выполненные в моноблоке, и второй щит из пластмассы, закрепленный в корпусе с помощью проволочной пружины.

В малых машинах используются только шарикоподшипники, обладающие способностью работать в любом положении, малыми габаритами и весом, не требующие текущего ухода, обладающие незначительными потерями на трение и малым износом, большой надежностью, простотой обслуживания и экономией смазочных материалов. Это позволяет осуществить компактную конструкцию машин с высокими скоростями вращения и малым зазором.

В малых машинах находят применение шарикоподшипники всех пяти классов точности: Н — нормального, П — повышенного, В — высокого, А — особо высокого и С — сверхвысокого, а также

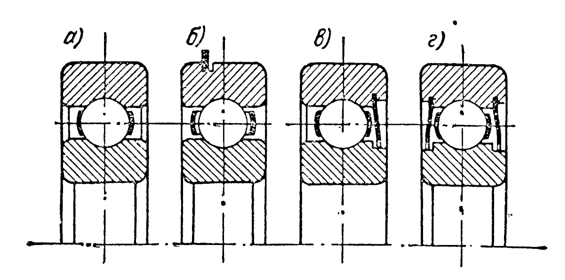


Рис. 1-3. Основные типы радиальных однорядных шарикоподшипников, применяемых в малых машинах

а — простой радиальный однорядный; *б* — со стопорной шайбой на наружном кольце; *в* — с одной защитной шайбой; *г* — с двумя защитными шайбами

подшипники промежуточных классов точности. Габаритные размеры подшипников должны быть небольшими, в связи с чем используются в основном легкие серии: сверхлегкая, особо легкая и легкая. Средние и тяжелые шарикоподшипники в малых машинах не применяются.

Основное распространение получили однорядные радиальные шарикоподшипники (рис. 1-3), способные, кроме радиальной нагрузки, воспринимать и осевую нагрузку. При работе машин в нормальных условиях применяются открытые подшипники. При наличии пыли в атмосфере или при интенсивном образовании пыли внутри машины за счет быстрого износа коллектора и щеток (в высотных условиях) используются подшипники с одной или двумя защитными шайбами.

Посадка внутренних колец шарикоподшипников на вал машины делается плотной, а внешних колец в гнезда подшипниковых щитов — подвижной. Для фиксации положения якоря относительно статора наружное кольцо подшипника, находящегося со стороны коллектора, закрепляется крышкой, чем предотвращается аксиальное перемещение кольца в подшипниковом щите. Наружное

кольцо подшипника, находящегося со стороны привода, не фиксируется, что обеспечивает возможность температурного смещения вала. На рис. 1-1 и 1-2 показаны некоторые типы посадки подшипников на вал и в подшипниковые щиты.

Зачастую даже применение подшипников с защитными шайбами не предохраняет дорожки колец и шарики от износа в результате попадания пыли. Хорошие результаты дает в этом случае применение уплотняющих устройств. Простейшим из них является (рис. 1-4, *а* и 1-4, *б*) штампованная или литая шайба, прижимаемая к внутреннему кольцу подшипника или заплечику вала. Иногда (рис. 1-4, *в*) на внутренней поверхности крышки подшипника, при-

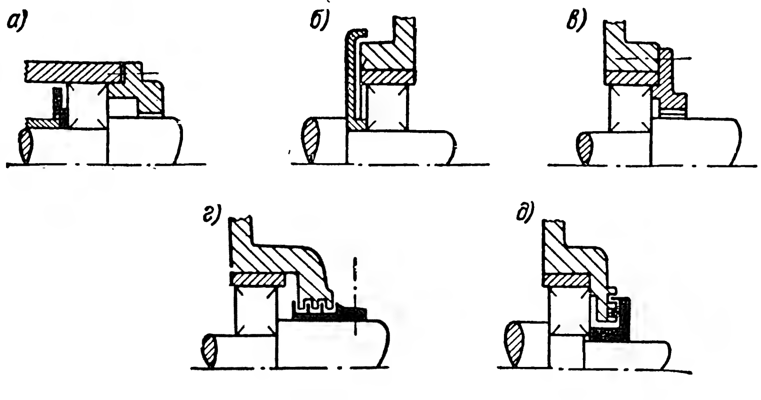


Рис. 1-4. Уплотнители

мыкающей к валу, устраивается резьба против направления вращения вала. Пыль и смазка, проникающие в зазор между крышкой и валом, будут отбрасываться наружу и не попадут в подшипник. Значительно лучшие результаты достигаются при использовании осевого (рис. 1-4, *г*) или радиального (рис. 1-4, *д*) уплотнения с многоходовым зазором.

Вал

Валы малых машин воспринимают нагрузку от веса ротора, одностороннего магнитного притяжения и передаваемого (или воспринимаемого) крутящего момента. При наличии зубчатой передачи вал дополнительно нагружается силой, приложенной к свободному концу. Валы машин общего назначения изготавливаются из прокатной стали марки 45. Валы ответственных машин с сильными колебаниями крутящего момента изготавливаются из прокатной стали марки 30ХГСА. Для валов машин, подверженных воздействию повышенной температуры и влажности, применяется нержавеющая сталь Х17Н2 или 1Х18Н9Т.

Конструкция вала (см. рис. 1-1 и 1-2) в малых машинах очень проста. Число ступеней делается минимальным, а для предотвра-

щения возникновения местных напряжений переход с одной ступени на другую производится с небольшим закруглением внутренних углов. Посадочные шейки шарикоподшипников шлифуются, а посадка делается плотной, напряженной или тугой. В микромашинах посадка пакета якоря и коллектора производится на гладкую поверхность, а для машин мощностью свыше 50 *вт* производится накатка. Иногда (см. рис. 1-2) пакет сажается на гладкую поверхность, а коллектор на накатанную. Посадка пакета якоря делается напряженной или тугой, коллектора — прессовой, а контактных колец и вентилятора — плотной.

Вал должен быть прочным — в нем не должны появляться остаточные деформации при максимальных нагрузках. Одновременно вал должен быть жестким настолько, чтобы максимальный прогиб был значительно меньше величины воздушного зазора, и пакет якоря не задевал за полюс. Критическая скорость вала для регулируемых машин должна быть на 25—30% больше максимальной рабочей. Для исполнительных двигателей с постоянной скоростью она может быть и меньше (на 25—30%) рабочей.

Пакет якоря

Пакет якоря выполняется из штампованных листов электротехнической стали марок Э-11 — Э-48, Э-310 — Э-330. Листы изолируются друг от друга путем покрытия тонкой пленкой изоляционного лака или же фосфатной пленкой, образующейся на их поверхности в результате специальной обработки (фосфатирование). При этом листы обезжириваются кальцинированной содой, подвергаются травлению кислотой, после чего фосфатируются в специальном растворе, содержащем фтористый натрий. Образующаяся фосфатная пленка толщиной порядка 0,01 *мм* обладает хорошими изоляционными и механическими свойствами. Толщина листов стали составляет 0,5—0,2 *мм*. Она выбирается тем меньше, чем выше частота перемагничивания. При сборке поверхность листов, не подвергавшихся фосфатированию, покрывается клеем БФ-4 или ВС-10Т, после чего пакет обжимается и запекается.

На рис. 1-5 показана форма пазов и зубцов якоря. Пазы, как правило, делаются полузакрытыми. Для микромашин (рис. 1-5, *а*) форма пазов по технологическим соображениям выбирается круглой, в связи с чем зубец имеет переменное сечение. Там, где это позволяют размеры якоря, зубец делают с ножкой постоянного сечения (рис. 1-5, *б*). Паз принимает трапецеидальную форму и становится все более глубоким (рис. 1-5, *в* и 1-5, *г*) по мере увеличения диаметра якоря.

Готовый пакет запрессовывается на гладкий или накатанный вал. Для повышения надежности крепления пакета его внутренняя поверхность и поверхность вала покрывается клеем БФ-4. С торцов пакета прокладываются на клею изоляционные листы из стеклотекстолита марки СТ при рабочей температуре до 180° С и марки

СТК-41/ЭП при температуре свыше 200° С. В осевом направлении пакет обычно в малых машинах фиксируется за счет тугой посадки на вал.

Иногда это достигается применением концевых шайб или упорных колец, насаживаемых на вал, либо же разрезных пружинящих колец, укладываемых в кольцевую выточку вала. В ответственных машинах для придания жесткости всей конструкции якоря (главным образом обмотке) применяются обмоткодержатели, которые одновременно фиксируют пакет якоря в осевом направлении.

Для получения правильного равномерного зазора поверхность пакета после насадки на вал шлифуется. Сборка пакета делается

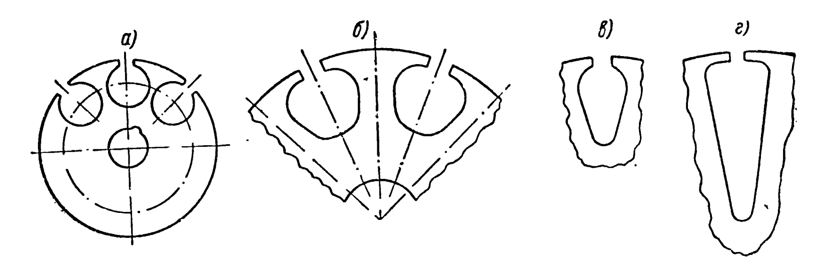


Рис. 1-5. Форма пазов и зубцов якоря

веерообразной — направление проката в листах перемежается со сдвигом на один паз. Это позволяет получить одинаковую проводимость пакета по всем направлениям. Для уменьшения пульсаций э. д. с. в генераторах и ликвидации магнитного притяжения в двигателях применяется скос пазов пакета якоря.

Обмотки, изоляция, бандажи

Обмотка якоря малых машин делается петлевой. Реже применяются волновые обмотки, а обмотки специальных типов, как правило, не применяются. Секции или катушки обмотки наматываются эмалированным проводом и закладываются в изолированные пазы якоря. Нередки случаи выполнения обмотки непосредственно на изолированном якоре. Уравнительные соединения за недостатком места не применяются. В малых машинах трудно добиться того, чтобы у всех секций одна сторона лежала внизу, а другая вверху паза. Осуществить подъем верхних сторон первых секций для укладки нижних сторон последних секций не удается. Первые секции, укладываемые обеими сторонами внизу паза, будут несколько короче последних секций, обе стороны которых оказываются лежащими вверху паза. Обмотка получается асимметричной. Для получения возможно более симметричной обмотки необходимо поочередно соединять по схеме катушки разной длины, стремясь к тому, чтобы

при любом положении якоря во всех параллельных ветвях было бы одинаковое число коротких и длинных секций.

В малых машинах, работающих в условиях повышенной влажности и температуры, рекомендуется применять электроизоляционные материалы на основе бесщелочного стеклянного волокна, слюды и асбеста с нагревостойкими и влагостойкими лаками и эмалями. Для намотки секций обмотки якоря используется эмалированный обмоточный провод марки ПЭВ-1 и ПЭВ-2 при нагреве до 150° С, марки ПЭТВ при нагреве до 200° С и марок ПЭТКСОТ, ПЭТК и ПСДКТ при нагреве до 250° С. Внутренний пояс пазовой изоляции выполняется из пленки фторпласт 4 толщиной 0,06 *мм*, а наружные из стеклолакоткани ЛСК-7 и гибкого стеклослюденита. Число слоев в каждом поясе изоляции тем больше, чем больше диаметр обмоточного провода, температура обмотки и напряжение машины.

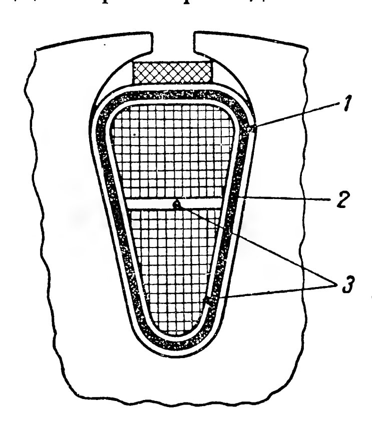


Рис. 1-6. Изоляция паза:
1 — стеклослюденит гибкий; *2* — стеклолакоткань; *3* — пленка фторпласт-4

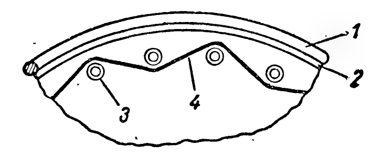


Рис. 1-7. Изоляция концов секций обмотки якоря и бандажа:
1 — бандаж; *2* — изоляция под бандажи; *3* — концы секций обмотки якоря; *4* — изоляционная лента

В пазу обмотка удерживается клином из стеклотекстолита СТ или СТК-41/ЭП. Межсекционная изоляция в пазу выполняется из гибкого стеклослюденита или фторпласта (рис. 1-6). У машин, работающих в нормальных условиях, пазовая и межсекционная изоляция выполняется из электрокартона толщиной 0,1—0,15 *мм*, а клин — из текстолита. У микромашин клин может отсутствовать, обмотка удерживается в пазу пазовой изоляцией, края которой загибаются под усики зубца.

Лобовые части обмотки крепятся проволочным, а у микромашин — ниточным бандажом. Под бандаж подкладывается изоляция — один или несколько слоев стеклолакоткани или электрокартона. Проволочный бандаж скрепляется скобами из жести и пропаивается. Обмотанный якорь пропитывается специальными изолирующими лаками и компаундами, придающими обмотке добавочную механическую прочность и улучшающими отвод тепла.

Для ответственных машин применяются водоэмульсионный лак 321-Т или электроизоляционный кремнийорганический лак К-47 (последний — для обмотки с теплостойкой изоляцией). Концы сек-

ций обмотки якоря, идущие к коллектору, изолируются друг от друга полоской из фторпласта или стеклолентой толщиной 0,1 *мм* и шириной 10—20 *мм* (рис. 1-7). Пространство между ними и валом заполняется стеклянными нитками или стеклолентой, а вал предварительно покрывается пленкой фторпласта с липкой стеклолентой.

Катушки обмотки возбуждения наматываются обмоточным эмалированным проводом и изолируются стеклолакотканью или стеклянной лентой.

Коллектор

В малых машинах применяются цилиндрические коллекторы, запрессованные в пластмассу (см. рис. 1-2). Для придания коллектору большой механической прочности в машинах с высокой скоростью вращения он снабжается армирующими металлическими кольцами (см. рис. 1-1). Перед запрессовкой в пластмассу кольца должны быть изолированы. Иногда, для увеличения надежности посадки коллектора на вал, внутрь пластмассовой основы коллектора запрессовывается металлическая втулка.

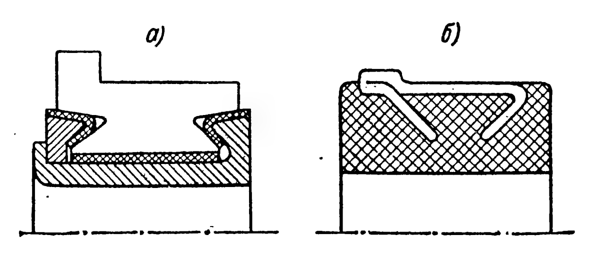


Рис. 1-8. Конструкция коллектора

Пластины коллектора изготавливаются из хорошо шлифующейся твердотянутой кадмиевой коллекторной меди трапецеидального сечения. В машинах с температурой до 200° С применяется прессматериал коллектора с неорганическим наполнителем марок АГ-4 (не выдерживает длительно температуру + 200° С) и АГ-4В, а при температуре до 400° С — марки К-41-5. В условиях повышенной влажности металлическая втулка коллектора делается из нержавеющей стали.

Коллектор является очень ответственным узлом машины постоянного тока, сохранение правильной геометрической формы которого в значительной степени определяет безыскровую коммутацию. Поэтому при увеличении мощности машины, когда становится невозможным (по условиям механической прочности) применение коллектора, запрессованного в пластмассу, крепление пластин осуществляется ласточкиными хвостами и металлическими конусными нажимными шайбами (рис. 1-8, *а*). Одна из них выполняется как одно целое с втулкой коллектора, а другая, после сборки

коллектора, закрепляется развальцовкой края втулки. Коллекторные пластины изолируются от конусных шайб миканитовыми манжетами, а от втулки коллектора миканитовым цилиндром. Друг от друга пластины изолируются миканитовыми прокладками.

В микромашинах применяются коллекторы облегченного типа упрощенной конструкции (рис. 1-8, *б*). Пластины такого коллектора из листовой меди получаются фрезерованием после запрессовки.

Для присоединения концов секций обмотки якоря в коллекторных пластинах фрезеруются шлицы. Соединение обмотки якоря с коллектором производится пайкой или сваркой. Для пайки в машинах общего назначения с нормальными условиями работы применяется припой ПОС-40. В ответственных машинах пайка производится чистым оловом марок 02 и 03. При работе с высокими температурами нагрева коллектора применяются твердые серебряные припои марок ПСрОС-6, ПСр-40 и ПСр-70. Сварка осуществляется вольфрамовым электродом в атмосфере инертного газа-аргона. Аргонная сварка хороша тем, что в процессе сварки не нарушается изоляция проводников якоря.

Щетки

Правильная безыскровая коммутация машины в значительной степени определяется надлежащим подбором сорта щеток с учетом конструктивных особенностей и условий эксплуатации. Область применения щеток определяется их свойствами:

1) переходным падением напряжения между щеткой и коллектором или контактными кольцами;
2) коэффициентом трения щеток о коллектор (кольца);
3) износом щеток и коллектора (колец);
4) искрением вследствие механических и электрических причин.

Одной из основных величин, характеризующих свойства скользящего контакта, является переходное падение напряжения ΔU при номинальном значении плотности тока. Оно постепенно увеличивается с возрастанием скорости и при определенной для каждого сорта щеток критической скорости резко возрастает и становится неустойчивым. Увеличение плотности тока при малых плотностях влечет практически пропорциональный рост ΔU. При дальнейшем повышении плотности тока сказывается явление ионизации в переходном слое, и рост ΔU резко замедляется. Наличие газов, способствующих окислению коллектора, вызывает возрастание ΔU, а увеличение температуры и давления на щетку уменьшает его.

Коэффициент трения щеток лежит в пределах 0,15—0,3. Увеличение окружной скорости и плотности тока несколько уменьшает его. С ростом температуры коэффициент трения вначале падает, а затем начинает возрастать вследствие испарения жидкостной пленки с коллектора. При наличии в воздухе пыли и дыма коэффициент трения может возрасти в несколько раз.

Износ щеток и коллектора зависит от многих причин: окруж-

ной скорости, давления на щетку, температуры, давления и влажности воздуха, плотности тока, материала коллектора и степени его шлифовки, количества и свойств пыли, степени искрения, размеров щетки. Искрение всегда вызывает усиленный износ щеток. Поэтому нередки случаи, когда увеличение давления на щетку приводит к уменьшению износа вследствие ослабления искрения.

Работа электрощеток в малых машинах имеет ряд особенностей, которые следует учитывать при выборе того или иного сорта щеток. Когда машина работает кратковременно (исполнительные двигатели, стартеры), можно по условиям нагрева допускать значительное увеличение плотности тока в шетках. Окружная скорость коллектора в малых машинах невелика, так как диаметр его имеет небольшие размеры, однако высокая угловая скорость нередко вызывает механическое искрение щеток и повышенный износ.

Для ослабления механического искрения, вызванного высокой скоростью вращения, и для снижения падения напряжения под щетками (что особенно важно для низковольтных машин) на щетки производится нажатие больше обычного. Однако иногда это приводит к увеличению потерь на трение, перегреву коллектора и увеличению механического износа щеток и коллектора.

Коммутация в малых машинах обычно бывает затрудненной в связи с невозможностью применить большинство мер, улучшающих ее. Выбором щеток с высоким переходным сопротивлением можно в значительной мере улучшить коммутацию, однако для машин с низким напряжением это затруднено, так как падение напряжения под щетками может быть сравнимо с рабочим напряжением.

Еще большие трудности возникают для машин, работающих в высотных условиях. Выбор щеток на графитной основе с высоким переходным сопротивлением исключен, так как на больших высотах трение этих щеток о поверхность коллектора становится сухим, что приводит к очень быстрому износу коллектора и самих щеток. Значительно лучшие результаты дает применение металлографитных щеток, обладающих хорошим скользящим контактом, не нарушающих поверхностной пленки коллектора и имеющих вместе с тем высокое значение переходного падения напряжения (2,8 *в* для щеток МГС-8-2).

Наилучшими по своим коммутационным свойствам являются твердые электрографитированные щетки, применение которых в малых машинах вследствие высокой скорости вращения и необходимости повышенного давления бывает затруднено. Малые машины нередко работают при повышенной температуре, что служит препятствием для применения металло-графитных щеток.

Правильный подбор щеток имеет исключительно большое значение для надежной работы электрической машины. Выбор типа щеток следует производить в соответствии с электрическими и конструктивными особенностями машины с обязательным учетом условий ее эксплуатации.

Рациональная конструкция щеткодержателя, обеспечивающая хороший контакт между щеткой и коллектором даже при наличии некоторых неровностей на его поверхности, является одним из основных условий безыскровой работы машины. В малых машинах применяются, как правило, радиальные щеткодержатели коробчатого типа. Щетка помещается в металлическую коробку, укрепленную на траверсе, и прижимается к коллектору (перпендикулярно оси машины) посредством пружины. Щеткодержатель должен обеспечить минимальное трение и инерцию подвижных частей, достаточное давление щеток на коллектор, хороший контакт щеток с коллектором даже при неровностях его поверхности и износе

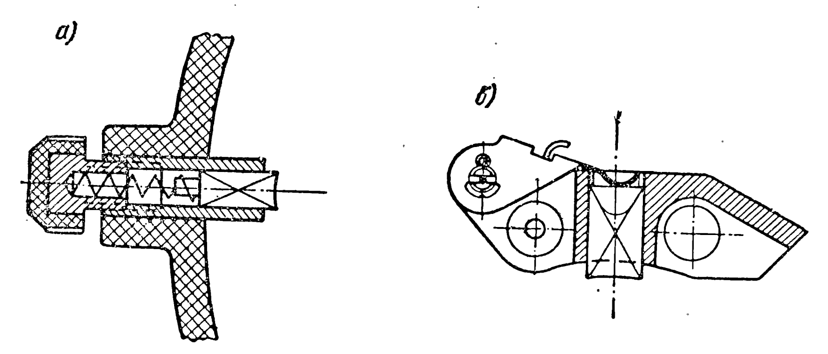


Рис. 1-9. Конструкция щеткодержателей

щеток, неизменное положение их и свободное перемещение в обойме.

В микромашинах щетка помещается в цилиндрическую втулку и при токе до 1 *а* не имеет токоподводящего проводника (рис. 1-9, *а*). Переход тока осуществляется частично через точки соприкосновения щетки с обоймой и частично через пружину, концы которой, для улучшения контакта, навиваются на головки щетки и сухаря щеткодержателя. При токе свыше 4—5 ампер пружина разгружается от тока, вызывающего ее нагрев и отпуск, с помощью гибкого медного жгутика, концы которого припаиваются к головкам щетки и сухаря. В машинах с малым диаметром коллектора или контактных колец применяются рычажные щеткодержатели (см. рис. 1-2, *в*). Щетка жестко закрепляется на конце рычага, вращающегося вокруг оси. Недостатком такого щеткодержателя является большая инерция подвижной части и изменение положения щетки при износе, что нарушает коммутацию.

При ширине щетки более 3—4 *мм* обоймы щеткодержателя делаются прямоугольной формы. Это позволяет получить при том же числе перекрываемых коллекторных пластин большую площадь контактной поверхности и лучшую стабильность притирки щетки к коллектору. В машинах общего назначения мощностью до не-

скольких десятков ватт применяются щеткодержатели с непосредственным давлением спиральной пружины на щетку (см. рис. 1-9, *а*). Для машин бо́льшей мощности и для ответственных машин, работающих в условиях тряски и вибраций, применяются щеткодержатели, в которых пружина давит на рычаг, снабженный пружинным амортизатором, передающим давление на щетку (рис. 1-9, *б*). Амортизатор улучшает работу щетки, так как поглощает мелкие вибрации, не приводя в движение рычаг. Материалом для обойм щеткодержателей служат латунные сплавы ЛС-59-1, Л-62 и др., имеющие в паре с угольной щеткой небольшой коэффициент трения.

Траверсы

Траверса служит для крепления щеткодержателей. В малых машинах она представляет собой диск из пластмассы, закрепляемый болтами на подшипниковом щите (см. рис. 1-1). В микромашинах траверса и подшипниковый щит часто совмещаются (см. рис. 1-2). Крепление траверсы к щиту жесткое, и поворот ее для изменения положения щеток относительно нейтрали невозможен. У машин с числом пар полюсов, отличным от единицы, в траверсах делают канавки, расположенные по окружности, в которых располагаются шинки, соединяющие щетки одинаковой полярности. Для изготовления траверс используются прессматериалы марок АГ-4 и АГ-4В при нагреве до 200° С и марок К-41-5, КМК-218 и КМС-9 при нагреве до 400° С. У машин, имеющих вибрационный регулятор скорости, крепление щеток коллектора и щеток регулятора может производиться с разных сторон одной и той же траверсы (см. рис. 1-2).

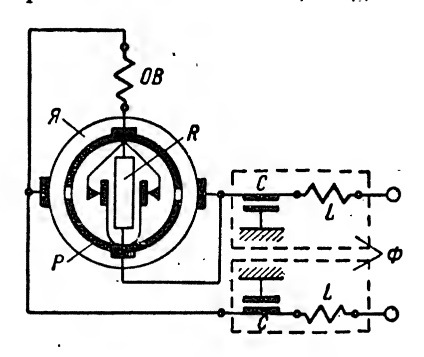


Рис. 1-10. Схема двигателя ДРВ-5 с центробежным регулятором: *ОВ* — обмотка возбуждения; *Я* — якорь; *Р* — центробежный регулятор; *R* — добавочное сопротивление; *Ф* — фильтры; *С* — емкость; *L* — индуктивность

Контактные кольца

Контактные кольца (или полукольца) центробежного регулятора скорости служат для периодического включения и выключения добавочного сопротивления в цепи возбуждения или якоря. Чаще используется стабилизация скорости вращения путем воздействия на ток возбуждения.

Схема электродвигателя, стабилизация скорости вращения которого осуществляется центробежным регулятором с двумя полукольцами, показана на рис. 1-10. При увеличении скорости выше номинальной замыкаются контакты регулятора, шунтируется со-

противление R и ток возбуждения возрастает, что приводит к уменьшению скорости вращения. Когда скорость станет ниже номинальной, разомкнутся контакты регулятора, включится сопротивление R, ток возбуждения начнет падать, а скорость возрастать и т. д. Возможна работа регулятора при присоединении сопротивления R к кольцам, а не полукольцам, но в этом случае увеличивается осевая длина машины.

Медные кольца (полукольца) запрессовываются в изоляционную втулку из прессматериала КМС-9. Для машин с температурой нагрева до 150° применяется иногда прессматериал К-114-35А.

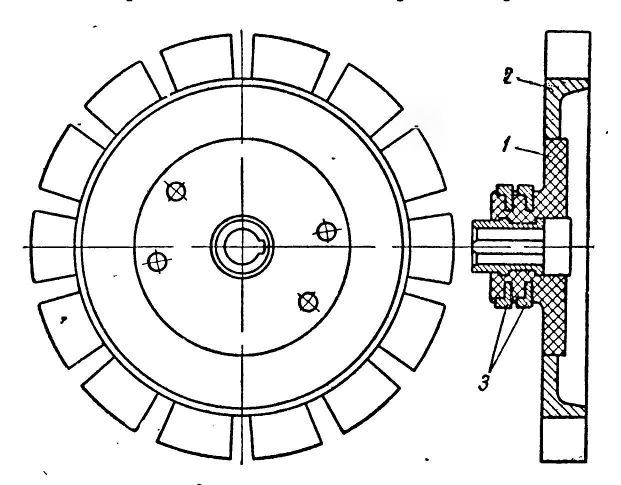


Рис. 1-11. Контактные кольца, объединенные с крыльчаткой вентилятора:

1 — планшайба центробежного регулятора; 2 — крыльчатка; 3 — контактные кольца

Втулка с кольцами насаживается на вал, как показано на рис. 1-2. У машин мощностью несколько сот ватт с самовентиляцией контактные кольца часто объединяются с крыльчаткой вентилятора (рис. 1-11).

Для надежности посадки на вал внутрь запрессовывается металлическая втулка. После посадки на вал поверхность колец, так же как и коллектора, обтачивается и шлифуется.

Центробежный регулятор

Центробежный регулятор снабжается для надежности двумя парами контактов. Для предотвращения окисления поверхности контактов под влиянием искрения их изготавливают из драгоценных металлов и сплавов. Часто для этой цели используется серебро, платино-иридиевые сплавы, вольфрам. Конструкция регулятора показана на рис. 1-12. На пластмассовой планшайбе с втулкой

закрепляются две упругие пружины с находящимися на их концах подвижными контактами, положение которых зависит от скорости вращения. На этой же планшайбе располагаются неподвижные контакты, регулируемые винтами. Регулировка дает возможность получить нужную среднюю скорость вращения и заданный размах колебаний скорости, не превышающий 2% от номинальной. Раньше для пружин применялся биметалл с целью температурной компенсации. Обычно использовали марки ИС, ИТ и ИЛ при сочетании инвара (никелевая сталь) с немагнитной сталью, томпаком или

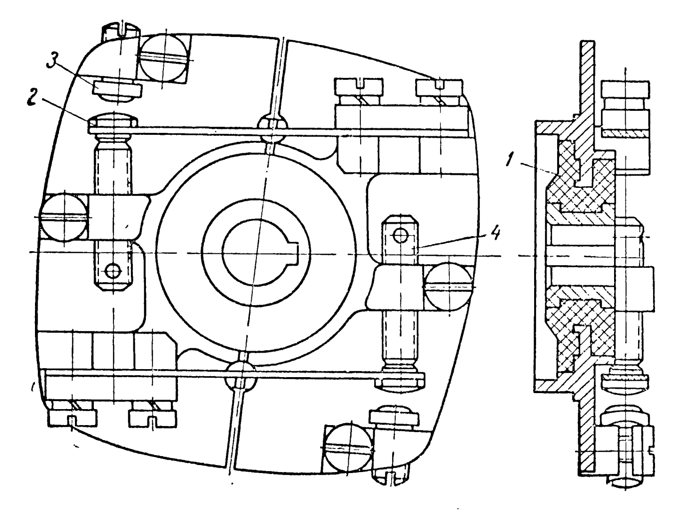


Рис. 1-12. Центробежный регулятор:
1 — планшайба со втулкой; *2* — пружина с контактом; *3* — контакт; *4* — регулировочный винт

латунью. Сейчас применяют сталь, свойства которой мало изменяются при колебаниях температуры. Добавочное сопротивление, включаемое в цепь возбуждения, изготавливается из материала с высоким удельным электрическим сопротивлением — константана, никелевой проволоки или нихрома. Обычно оно располагается в специальной канавке по окружности траверсы.

1-3. Основные номинальные величины

Номинальными называют величины, характеризующие работу машины в нормальных условиях, для которых она предназначена заводом-изготовителем. На щитке (шильдике) машины обычно указываются следующие основные номинальные величины: мощность, напряжение, ток и скорость вращения. Кроме того, приводится схема соединений обмоток, дающая представление о способе возбуждения (последовательное или параллельное). У микромашин

не дается схема соединений, а концы обмоток помечаются металлическими бирками.

Шкала номинальных значений напряжения и мощности (по ГОСТ 721-62) приведена в табл. 1-1. Наименьшее значение напряжения (6 *в*) обусловлено переходным падением напряжения под щетками (0,1—3,5 *в*), а наибольшее (440 *в*) — трудностью изоляции обмотки якоря и токособирающей системы.

При выполнении малых машин часто приходится отступать от номинальных значений напряжения и мощности, указанных в табл. 1-1. Так, в эксплуатации можно встретить машины с номинальным напряжением 4, 18, 22, 25, 27, 36, 50, 55, 60, 80, 90, 127, 260, 750 и даже 1500 *в*. При построении серий малых машин от указанных значений мощности приходится отступать, чтобы для всех машин одного габарита серии можно было сохранить один и тот же

Таблица 1-1

U, в	6	12	24	36	48	110	220	440	—	—	—
P, вт	5	10	18	30	50	80	120	180	270	400	600

диаметр якоря. Для получения достаточно высокого к. п. д., малого веса и небольших габаритов малые машины целесообразно строить по возможности быстроходными. Номинальная скорость вращения некоторых специальных двигателей постоянного тока малой мощности (например, для привода гироскопов) доходит до 100 000 *об/мин*.

При расчете и конструировании машины необходимо знать режим работы (продолжительный, кратковременный, повторно-кратковременный) и условия эксплуатации, определяющие тип исполнения (открытое, закрытое). Малые машины часто выполняются закрытого типа в целях защиты внутренних частей от различных повреждений и экранировки для ограничения радиопомех.

1-4. Магнитная цепь

Магнитная цепь машины состоит, как известно, из пяти участков — ярма, полюсов, воздушного зазора, зубцовой зоны и спинки якоря. У малых машин ножка зубца получается довольно тонкой и насыщается уже при малых значениях индукции в воздушном зазоре. По мере увеличения индукции часть потока, приходящегося на одно зубцовое деление, проходит через насыщенный зубец, а другая его часть начинает проходить по воздуху через паз. Чем сильнее насыщается зубец, тем бо́льшая часть потока вытесняется в паз. Учет этого явления влияет на определение н. с. зубцового слоя, которое производится следующим образом. Вначале определяется расчетная индукция B'_{zx} в любом сечении S_{zx} зубца в пред-

положении, что поток Φ_t, приходящийся на одно зубцовое деление t_z, проходит только через зубец

$$B'_{zx} = \frac{\Phi_t}{S_{zx}} = \frac{\Phi_0 t_z}{\tau S_{zx}}, \qquad (1\text{-}1)$$

здесь Φ_0 — поток одного полюса в воздушном зазоре;
t_z — зубцовое деление.

Если значение индукции не превышает 1,8 *вб/м²*, можно считать, что весь поток проходит только через зубец, и определять напряженность поля в зубце H_z по кривой намагничивания. Если же значение индукции превышает 1,8 *вб/м²*, необходимо найти действительную индукцию в зубце, которая будет несколько меньше расчетной в результате ответвления потока в паз. Если Φ_z — поток, проходящий через зубец, и $\Phi_п$ — поток в пазу, то

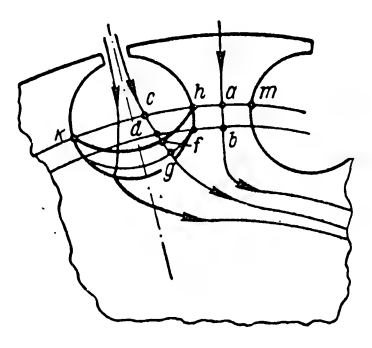


Рис. 1-13. Учет вытеснения потока в пазы

$$\Phi_t = \Phi_z + \Phi_п,$$

или

$$\frac{\Phi_t}{S_{zx}} = \frac{\Phi_z}{S_{zx}} + \frac{\Phi_п}{S_{пx}} \cdot \frac{S_{пx}}{S_{zx}}; \qquad (1\text{-}2)$$

здесь $S_{пx}$ — сечение паза.

Учитывая, что

$$\frac{\Phi_п}{S_{пx}} = B_{пx} = \mu_0 H_{пx},$$

где $B_{пx}$ и $H_{пx}$ — индукция и напряженность поля в пазу, равенство (1-2) можно представить в виде:

$$B'_{zx} = B_{zx} + \mu_0 H_{пx} \frac{S_{пx}}{S_{zx}}.$$

Таким образом, действительная индукция в зубце

$$B_{zx} = B'_{zx} - \mu_0 H_{пx} \frac{S_{пx}}{S_{zx}}. \qquad (1\text{-}3)$$

Построение картины поля в пазу машины (рис. 1-13) является довольно сложным, к тому же по мере увеличения индукции происходит перераспределение потоков Φ_z и $\Phi_п$ и изменяется конфигурация силовых линий поля и эквипотенциальных поверхностей в пазу. Это приводит к изменению фактического сечения паза, пронизываемого потоком $\Phi_п$, и сильно усложняет расчет индукций в зубце и в пазу.

Приближенное (с достаточной для практических расчетов степенью точности) решение может быть найдено следующим образом. Если провести две концентрические окружности через точки a и b

на бесконечно близком расстоянии друг от друга, то сечение *mah* зубца можно считать эквипотенциальной поверхностью. Сечение же *hck* паза не будет поверхностью равного скалярного магнитного потенциала. Последняя пройдет через точки *hfk*. Одна и та же н. с. будет приходиться в зубце на отрезок *ab* силовой линии, а в пазу на отрезок *fg*. Напряженность магнитного поля, являющаяся н. с., приходящейся на единицу длины этих различных отрезков, будет в зубце и в пазу несколько различной. Но если приближенно считать, что сечение *hck* паза ($S_{пx}$) является эквипотенциальной поверхностью, и положить равными при этом отрезки силовых линий в пазу (*cd*) и в зубце (*ab*), то напряженность поля будет одинаковой как в зубце, так и в пазу:

$$H_{zx} = H_{пx}.$$

Действительная индукция в зубце в соответствии с (1-3) будет равна:

$$B_{zx} = B'_{zx} - \mu_0 H_{zx} \frac{S_{пx}}{S_{zx}}. \qquad (1\text{-}4)$$

Зависимость

$$\mu_0 H_{zx} \frac{S_{пx}}{S_{zx}} = f(H_{zx})$$

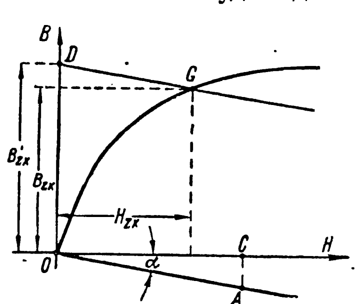


Рис. 1-14. Определение напряженности магнитного поля в произвольном сечении зубца

(рис. 1-14) представляет прямую, проходящую через начало координат. При определении угла наклона этой прямой следует учитывать масштабы индукции и напряженности поля. Для точки *A* этой прямой имеем:

$$\mu_0 H_{zx} \frac{S_{пx}}{S_{zx}} = \mu_0 (OC) M_H \frac{S_{пx}}{S_{zx}} = (AC) M_B,$$

где M_B и M_H — масштабы индукции и напряженности.

Отсюда

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{(AC)}{(OC)} = \mu_0 \frac{S_{пx}}{S_{zx}} \cdot \frac{M_H}{M_B}. \qquad (1\text{-}5)$$

Прямую *OA* можно построить, задав произвольно H_{zx} и вычислив

$$\mu_0 H_{zx} \frac{S_{пx}}{S_{zx}}.$$

Нанеся значение H_{zx} на диаграмму, проводим искомую прямую через заданную точку и начало координат.

В соответствии с выражением (1-3) для определения действительной индукции в зубце необходимо по оси ординат отложить расчетную индукцию B'_{zx}, которая имела бы место в данном сечении зубца, если бы поток не ответвлялся в паз. Из полученной

точки проводим прямую, параллельную линии OA. Точка пересечения этой прямой с кривой намагничивания материала зубцов определяет действительное значение индукции и напряженности поля H_{zx} в зубце.

Определяя таким путем напряженность поля в различных точках по высоте зубца, получим зависимость $H_{zx} = f(x)$, изображенную на рис. 1-15, *а* для зубца с минимальным сечением в средней части. Разделив площадь, ограниченную этой кривой и осью x, на отрезок OA (на диаграмме он может быть отличен от действительной высоты зубца h_z), получим высоту равновеликого по площади прямоугольника. Умножив ее на масштаб напряженности, получим среднее значение напряженности в зубце

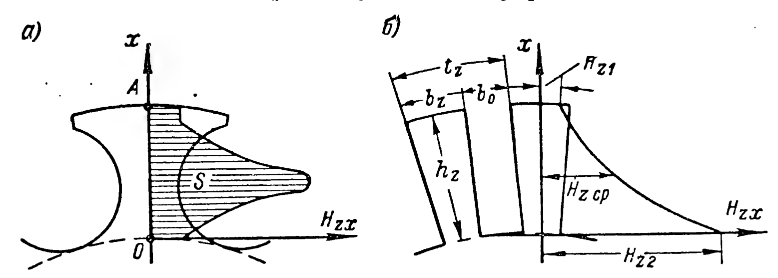


Рис. 1-15. Определение средней напряженности поля в зубце

$$H_z = \frac{S}{(OA)} M_H. \tag{1-6}$$

Для зубца с минимальным сечением в нижней части (рис. 1-15, *б*) зависимость $H_{zx} = f(x)$ имеет параболический характер. Расчетное значение напряженности поля в зубце находится как среднее значение для параболической кривой

$$H_z = \frac{1}{6}(H_{z1} + 4H_{z\text{ср}} + H_{z2}), \tag{1-7}$$

где H_{z1}, $H_{z\text{ср}}$ и H_{z2} — напряженность поля в верхнем, среднем и нижнем сечении зубца.

При практических расчетах часто принимают приближенно среднюю напряженность поля в зубце равной напряженности на расстоянии $\frac{1}{3} h_z$, считая от наиболее узкого сечения зубца. Для зубца с параллельными стенками напряженность поля одинакова по всей высоте зубца и определяется в каком-либо одном сечении.

Умножив затем полученное указанным выше путем значение H_z на длину пути магнитных линий в двух зубцах ($2h_z$), лежащих на пути замыкания потока в пределах одной пары полюсов, получим н. с., необходимую для проведения потока через зубцы:

$$2F_z = 2H_z h_z. \tag{1-8}$$

Н. с. для остальных участков пути потока найдем известным из общего курса электрических машин путем [Л. 1-6, 1-7], после чего можем построить кривую намагничивания машины $\Phi_0 = f(F_0)$ (рис. 1-16), где Φ_0 — поток, входящий в якорь на одном полюсном делении, а F_0 — полная н. с., необходимая для проведения этого потока в пределах одного полюса. Продолжая начальную часть кривой намагничивания, находим коэффициент насыщения магнитной системы

$$k_\mu = \frac{F_0}{F_\delta} = \frac{(ac)}{(ab)}, \qquad (1\text{-}9)$$

где F_δ — н. с., приходящаяся на один воздушный зазор.

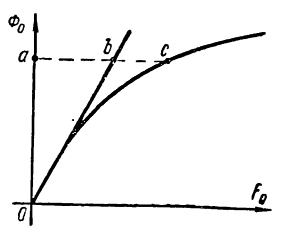


Рис. 1-16. Кривая намагничивания машины

1-5. Реакция якоря

Картина поля машины при работе под нагрузкой сильно отличается от картины при холостом ходе. Это явление деформации поля машины под влиянием тока, появляющегося в якоре, получило название реакции якоря.

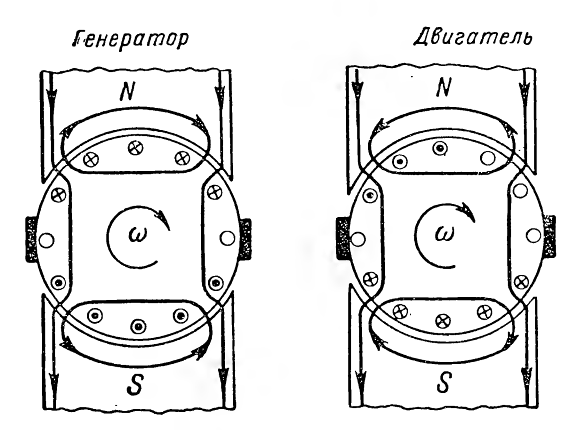


Рис. 1-17. Реакция якоря

В малых машинах щетки устанавливаются на геометрической нейтрали, и поле якоря направлено поперек осевой линии основных полюсов [Л. 1-6, 1-7]. Продольная н. с. якоря равна нулю, и продольный поток реакции якоря отсутствует. Однако наличие поперечного потока якоря приводит к перераспределению поля под полюсами (рис. 1-17). У генератора под набегающими краями полюсов основное поле, создаваемое обмоткой возбуждения, ослабляется поперечным полем якоря, а под сбегающими краями оно уси-

ливается. В двигателе при том же направлении вращения направление тока в якоре противоположно тому, какое имеет место в генераторе. В результате основное поле машины у двигателя усиливается поперечным полем якоря под набегающими краями полюсов и ослабляется под сбегающими.

Если бы усиление индукции под одними краями полюсов происходило в такой же мере, как ослабление ее под другими краями, то основной поток машины остался бы без изменения. Однако в тех зонах, где поперечный поток якоря оказывает размагничивающее влияние, материал полюса и якоря находится в ненасыщенном состоянии, а там, где поле якоря оказывается подмагничивающим, имеет место сильное насыщение. Это приводит к значительному уменьшению потока под ненасыщенными частями полюсов и значительно меньшему возрастанию потока под насыщенными частями. В результате основной поток машины уменьшается, и можно говорить о размагничивающем влиянии поперечной реакции якоря. Для получения прежнего значения основного потока необходимо увеличить на некоторую величину ток в обмотке возбуждения.

Определение размагничивающего действия поперечной реакции якоря в малых машинах производится иначе, чем в машинах средних и крупных. Дело в том, что якорь малых машин имеет небольшое число зубцов, и под полюсом оказывается всего лишь два-три зубца. В этом случае нельзя, как это делается обычно, приводить действительный зубчатый якорь к гладкому с равномерно распределенным по окружности слоем проводников. Для якоря с равномерно распределенной обмоткой при смещении от оси полюса на величину x (рис. 1-18) н. с. обмотки якоря изменяется на величину ΔF, пропорциональную смещению. На эту же величину изменяется результирующая н. с. вследствие сложения н. с. обмотки якоря с н. с. обмотки возбуждения. Под полюсом результирующая н. с. изменяется плавно по линейному закону. Так же плавно, но не по линейному закону, а в соответствии с кривой намагничивания (рис. 1-18, кривая *г*), изменяется индукция под полюсом.

Для якоря с обмоткой, сосредоточенной в пазах (рис. 1-19), н. с. для всех линий, приходящихся на один зубец (линии *ab* и *cd*), одинакова, так как эти линии охватывают одинаковое число проводников якоря. Линии, проходящие через соседние зубцы (линии *ef* и *gh*), охватывают меньшее число пазов, и н. с. для них будет меньше на величину, равную суммарному току в проводниках двух пазов. Поэтому при переходе от одной линии к другой н. с. обмотки якоря меняется скачком на величину $2in_{п} = 2At_z$ (i — ток в одном проводнике, $n_{п}$ — число проводников в пазу). В результате н. с. обмотки зубчатого якоря, сосредоточенной в пазах, и результирующая н. с. (рис. 1-19, линия *a* и линия *b*) имеют ступенчатый характер. Индукция под полюсом в пределах одного зубца (рис. 1-19, линия *г*) будет постоянной и при переходе от зубца к зубцу будет изменяться уже не плавно, а скачкообразно. Величина индукции

в пределах какого-либо зубца (например, B_2) определяется по кривой намагничивания в соответствии с известной величиной н. с. (F_2).

Количественный учет размагничивающего влияния поперечной реакции зубчатого якоря может быть произведен с помощью переходной характеристики. Линии потока якоря (см. рис. 1-17) проходят поперек полюсов, че-

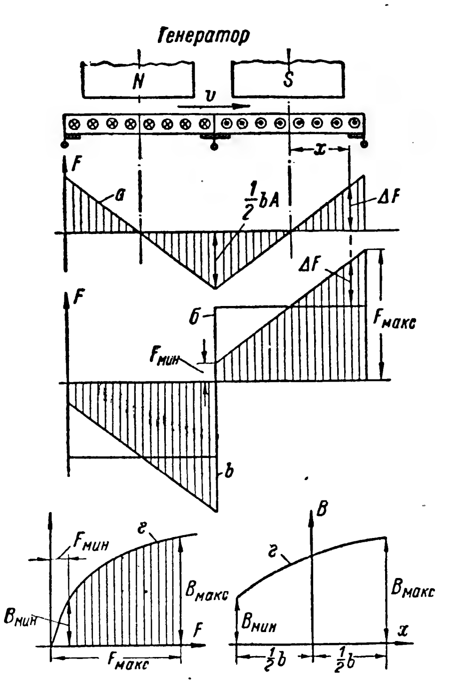


Рис. 1-18. Влияние н. с. распределенной обмотки якоря на поле машины: *а* — н. с. распределенной обмотки якоря; *б* — н. с. обмотки возбуждения; *b* — результирующая н. с.; *г* — индукция под полюсом

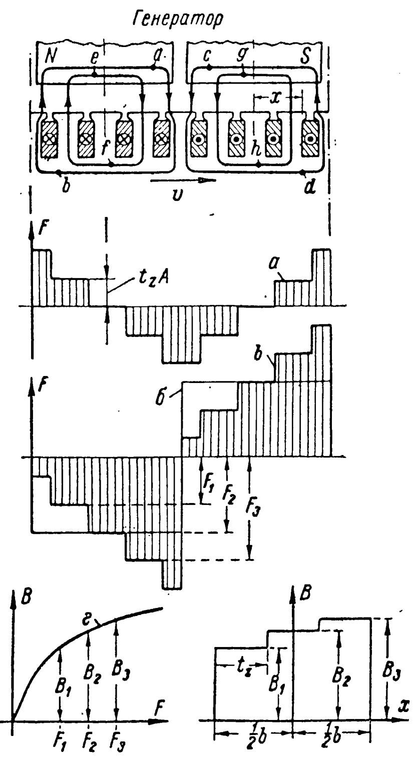


Рис. 1-19. Влияние н. с. зубчатого якоря на поле машины: *а* — н. с. зубчатого якоря; *б* — н. с. обмотки возбуждения; *b* — результирующая н. с.; *г* — индукция под полюсом

рез зазор, зубцовую зону и спинку якоря. Можно пренебречь н. с., необходимой для проведения потока якоря поперек полюсов машины. Тогда под одной половиной полюса н. с. якоря будет добавляться к н. с. $F_s\left(F_s = F_\delta + F_z + \frac{1}{2}F_a\right)$, приходящейся на один зазор, один зубцовый слой и половину пути в спинке якоря, а под другой половиной — вычитаться.

Построив переходную характеристику — зависимость основного потока машины от н. с. F_s, можно определить поток Φ_0, ко-

торый был бы в машине при заданной величине н. с. F_s и отсутствии поперечной реакции якоря (рис. 1-20, *а*). В точках, соответствующих краям полюсов, н. с. будет меньше или больше на вели-

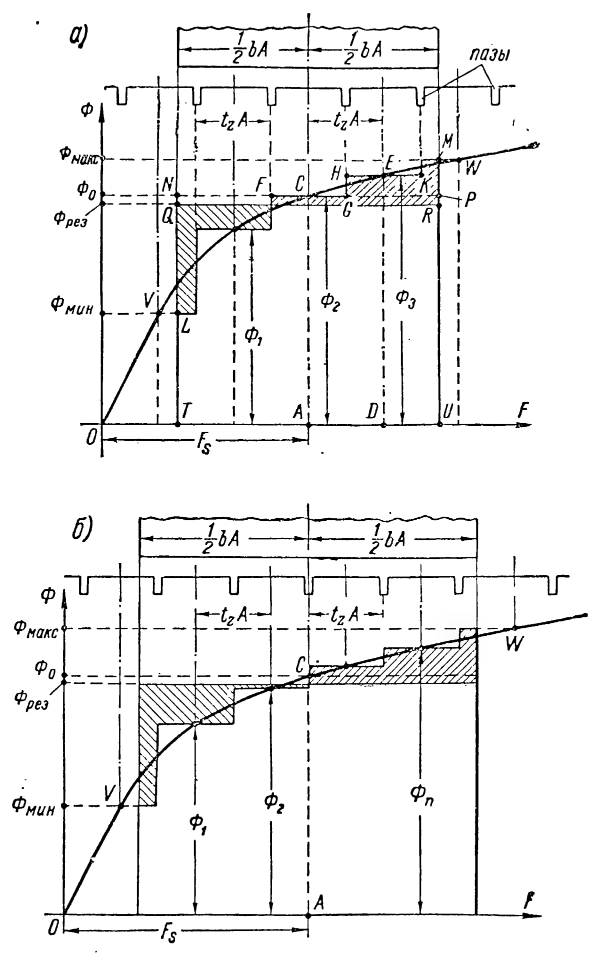


Рис. 1-20. Учет поперечной реакции зубчатого якоря: *а* — при нечетном числе целых зубцовых делений под полюсом; *б* — при четном числе целых зубцовых делений под полюсом

чину $\frac{1}{2}bA$ (b — ширина полюсного наконечника) за счет реакции якоря. Если бы весь полюс находился в том же состоянии, что и его ненасыщенный край, поток был бы равен $Ф_{мин}$, а если бы состояние полюса всюду было такое, как под насыщенным краем, поток был бы равен $Ф_{макс}$. Основной поток $Ф_0 = B_\delta \tau l$ пропорциона-

лен индукции в зазоре B_δ. Поэтому отрезок AC будет пропорционален индукции в зазоре при отсутствии реакции якоря. Это же значение индукции сохранится под серединой полюса при наличии реакции якоря, так как последняя сказывается в большей или меньшей степени в точках, удаленных от оси полюса.

Если рассматривать случай, когда под полюсом находится нечетное число целых зубцовых делений (этому соответствует рис. 1-20, *а*), то индукция под центральным зубцом будет постоянной (отрезок FCG). Н. с. для зубца, находящегося справа от центрального, будет больше на величину t_zA, чему соответствует отрезок DE, пропорциональный индукции в этом зубце. Отрезок HEK отвечает распределению индукции в зазоре под этим зубцом. Производя такие построения для каждого зубца, получаем ступенчатую кривую, эквивалентную распределению индукции под полюсом машины при наличии реакции якоря. Высота каждой ступеньки пропорциональна индукции в зазоре под зубцом, а ширина пропорциональна зубцовому делению. Поэтому площадь каждой ступеньки пропорциональна потоку, приходящемуся на один зубец. Площадь $S_{ст}$, ограниченная ступенчатой кривой $LFGHKM$, пропорциональна результирующему потоку $\Phi_{рез}$ с учетом реакции якоря. Площадь же S прямоугольника $TNPU$ пропорциональна потоку при отсутствии реакции якоря.

Результирующий поток может быть определен как высота TQ прямоугольника, равновеликого площади $S_{ст}$. Для его нахождения надо провести линию QR так, чтобы были равны заштрихованные площади, ограниченные ступенчатой кривой, находящиеся ниже и выше этой линии. Подсчет площадей является кропотливой и сравнительно неточной операцией. Поэтому лучше результирующий поток определять аналитически. Обозначим через n_z число целых зубцовых делений под полюсом и через $\Phi_1, \Phi_2, \ldots, \Phi_n$ потоки, соответствующие серединам зубцов. В общем случае ширина полюса может быть не кратна зубцовому делению, и ширина крайних ступенек кривой $LFGHKM$ будет равна

$$\frac{1}{2}(bA - n_z t_z A).$$

Результирующий поток

$$\Phi_{рез} = \Phi_0 \frac{S_{ст}}{S} =$$

$$= \frac{(\Phi_1 + \Phi_2 + \ldots + \Phi_n)\, t_z A + (\Phi_{мин} + \Phi_{макс}) \frac{1}{2} (b - n_z t_z) A}{bA}.$$

Если обозначить

$$\alpha_z = \frac{t_z}{b}, \tag{1-10}$$

то

$$\Phi_{рез} = \alpha_z(\Phi_1 + \Phi_2 + \ldots + \Phi_n) + \frac{1}{2}(1 - n_z\alpha_z)(\Phi_{мин} + \Phi_{макс}). \tag{1-11}$$

При учете поперечной реакции зубчатого якоря удобнее пазы располагать симметрично относительно оси полюса. Это значит, что при нечетном n_z под серединой полюса будет находиться зубец (рис. 1-20, *а*), а при четном n_z — паз (рис. 1-20, *б*). И в том и в другом случае потоки $\Phi_{мин}$ и $\Phi_{макс}$ соответствуют точкам V и W (рис. 1-20, *б*) пересечения осей зубцов, выходящих за пределы полюса, с переходной характеристикой.

При работе машины под нагрузкой поток уменьшается от величины Φ_0 до $\Phi_{рез}$. Для сохранения потока неизменным необходимо увеличить на некоторую величину F_ρ н. с. обмотки возбуждения. Определение величины F_ρ можно произвести графически. Для этого надо сдвинуть ломаную линию $LFGHKM$ вправо (при этом она несколько приподнимается, так как серединам зубцов будут соответствовать несколько большие потоки Φ_1, Φ_2, ..., Φ_n), так, чтобы стали равными площади, ограниченные этой линией и отрезками линии NP. Однако подбор надлежащего положения линии $LGKM$ чрезвычайно затруднен, так как при сдвиге вправо одновременно меняется высота ступенек.

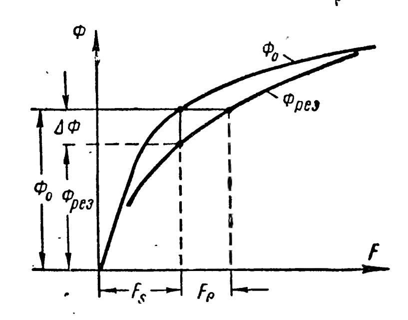


Рис. 1-21. Определение уменьшения потока под нагрузкой и размагничивающего действия поперечной реакции якоря

Гораздо удобнее определить $\Phi_{рез}$ описанным выше методом для нескольких значений н. с. переходного слоя F_s и построить зависимости

$$\Phi_0 = f_1(F_s) \quad \text{и} \quad \Phi_{рез} = f_2(F_s),$$

показанные на рис. 1-21. Пользуясь этими зависимостями, можно определить уменьшение потока $\Delta\Phi$ под влиянием поперечной реакции якоря при любой заданной н. с. обмотки возбуждения, а следовательно и н. с. переходного слоя. Эти же кривые дают возможность определить размагничивающую н. с. F_ρ поперечной реакции якоря, то есть установить, насколько надо увеличить н. с. обмотки возбуждения на полюс, чтобы под нагрузкой иметь прежнее значение потока.

Результирующая н. с. обмотки возбуждения при работе под нагрузкой должна быть равна

$$F = (F_s + F_\rho + F_р)\,2p, \tag{1-12}$$

где $F_р = \frac{1}{2} F_j + F_m + F_{ст}$ — н. с. ярма, сердечника полюса и стыка со станиной, приходящаяся на один полюс.

При этом н. с. F_s, F_j и F_m должны быть определены для потока, при котором

$$E = U \pm Ir_я$$

(плюс — для генератора, минус — для двигателя).

1-6. Обмотка якоря

Выполнение обмотки

Принципиально в малых машинах могут применяться обмотки всех типов. Однако вследствие малого диаметра коллектора число коллекторных пластин и ширина коммутационной зоны не могут быть выбраны большими, что исключает применение множественных обмоток. К тому же, при числе параллельных ветвей, равном всего двум, ток в каждой ветви получается небольшим. Поэтому в малых машинах нашли применение простые петлевые и волновые обмотки.

При выполнении петлевой обмотки, двигаясь от начала секции к ее концу, мы смещаемся по окружности якоря в одном направлении, а двигаясь от конца данной секции к началу следующей, смещаемся в противоположном направлении. У волновой обмотки оба смещения по окружности якоря происходят в одном направлении. Нетрудно видеть (рис. 1-22), что для двухполюсных машин петлевая и волновая обмотки являются идентичными.

Один и тот же порядок соединения проводников обмотки может быть получен как при одинаковом, так и разном направлении первичного и вторичного частичных шагов. При этом правой простой неперекрещенной петлевой обмотке (рис. 1-22, *а*) соответствует простая перекрещенная волновая обмотка (рис. 1-22, *б*), а левой простой неперекрещенной волновой обмотке (рис. 1-22, *в*) соответствует перекрещенная петлевая (рис. 1-22, *г*).

В малых машинах выполнение шаблонной секционной обмотки затруднено по технологическим соображениям. Обмотка якоря выполняется не в виде отдельных заранее изготовленных секций, укладываемых в пазы, а непосредственно наматывается на пакет якоря. При ручном способе намотки легче выполнить петлевую обмотку, так как выполнение волновой обмотки связано с частыми поворотами пакета якоря в процессе намотки. Наматывая обмотку непрерывным проводом, в местах перехода от одной секции к другой выпускают петли, которые в дальнейшем припаиваются к коллектору.

При числе пар полюсов, большем двух, выполняется обычно простая волновая обмотка, так как простая петлевая обмотка должна быть снабжена уравнительными соединениями, размещение которых в малых машинах затруднено.

У малых машин с нечетным числом зубцов на пару полюсов ручная петлевая обмотка выполняется обычно в виде «елочки». Принцип построения этой обмотки для двухполюсной машины по-

казан на рис. 1-23, *а*. Секция, лежащая, например, в пазах *2* и *6*, расщепляется на две, и одна из ее половин поворачивается вокруг стороны, лежащей в пазу *2*, на 180°. В результате сторона, которая должна была бы лежать в пазу *6*, оказывается в пазу *7*. Это эквивалентно тому, как если бы мы имели секцию с первым частичным шагом y_1'' большим первоначального y_1' на зубцовое деление:

$$y_1'' = y_1' + t_z. \tag{1-13}$$

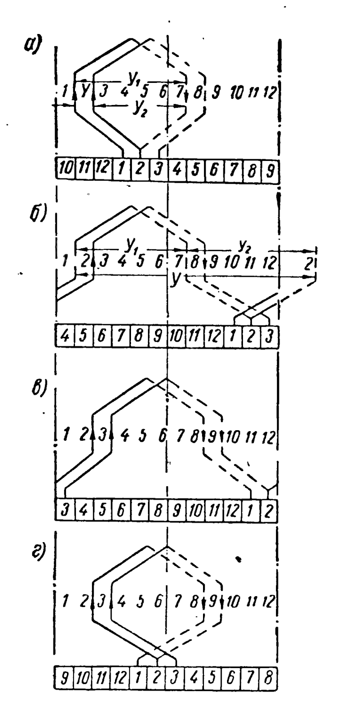


Рис. 1-22. Принципы построения обмотки двухполюсной машины

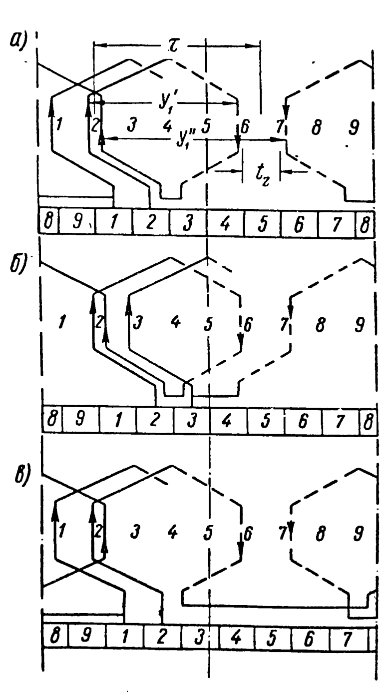


Рис. 1-23. Принцип построения обмотки типа «елочка»

При нечетном числе зубцов на пару полюсов первый частичный шаг основной полусекции оказывается меньше полюсного деления на половину зубцового, а у повернутой секции на эту же величину больше τ:

$$y_1' = \tau - \frac{t_z}{2}; \tag{1-14}$$

$$y_1'' = \tau + \frac{t_z}{2}. \tag{1-15}$$

Заметим, что оба частичных шага отсчитываются в одном направлении по окружности якоря.

Средний шаг получается диаметральным:

$$y_1 = \frac{y_1' + y_1''}{2} = \tau. \qquad (1\text{-}16)$$

У двухполюсной машины нерасщепленная сторона секции укладывается в один паз, а расщепленная оказывается лежащей в двух смежных пазах. Это позволяет получить симметричную обмотку. Нечетное число пазов на пару полюсов уменьшает пульсации э. д. с. Лобовые части обмотки получаются компактными, а расщепление секций облегчает коммутацию.

Конец первой секции может быть соединен с началом второй секции, лежащей как справа, так и слева. Для левой обмотки, (рис. 1-23, *а*) получаем схему обычной петлевой обмотки. Для правой обмотки (рис. 1-23, *б*) получается своеобразное сочетание в каждой секции элементов петлевой и волновой обмоток. При повороте конца секции налево перемычки между секциями у правой обмотки получаются короткими (рис. 1-23, *б*); у левой обмотки они будут более длинными и перекрещенными. При повороте конца секции направо (рис. 1-23, *в*) короткие перемычки между секциями будут у левой обмотки, а удлиненные перекрещенные — у правой.

При небольшом числе пазов якоря, что имеет место у малых машин, невозможно осуществить правильную двухслойную обмотку, так как для подъема сторон первых секций потребовалась бы большая длина лобовых частей. Обмотку якоря производят так, что обе стороны первых секций укладывают на дно паза. У последующих секций одна из сторон может лежать поверх уже уложенных секций, а другая может оказаться или на дне паза, или в верхней его части. Укладывая каждую последующую секцию, сдвигаются по окружности якоря на одно, два, три и т. д. зубцовых делений.

На рис. 1-24 показаны различные варианты укладки секций обмотки «елочкой» для двухполюсной машины при $Z = 11$. Обмотка по высоте паза делится на четыре слоя (первый — на дне паза, четвертый — вверху паза). При сдвиге каждой последующей секции от предыдущей на одно зубцовое деление (рис. 1-24, *а*) получаются пять типов секций, имеющих различное расположение сторон в пазу и различную длину. У секции *1* стороны первой половины ее лежат в первом слое и эта полусекция будет самой короткой; стороны второй полусекции лежат во втором и первом слоях. У секций *2—5* полусекции одинаковы, и их стороны лежат в первом и втором слоях. У секции *6* стороны одной полусекции лежат во втором слое, а стороны второй полусекции — в третьем. У секций *7—10* полусекции также одинаковы, и их стороны лежат в третьем и четвертом слоях. Наконец, секция *11* имеет одну полусекцию со сторонами, лежащими в третьем и четвертом слоях, и вторую со сторонами, расположенными в четвертом слое, которая будет наиболее длинной из всех. Распределение количества секций

по типам получается резко неравномерным, что видно из приводимых данных:

Тип секции	Секции этого типа	Количество секций данного типа
I	1	1
II	2—5	4
III	6	1
IV	7—10	4
V	11	1

Количество коротких, средних и длинных секций в параллельных ветвях обмотки будет изменяться при вращении якоря, что приведет к резкому нарушению симметрии обмотки.

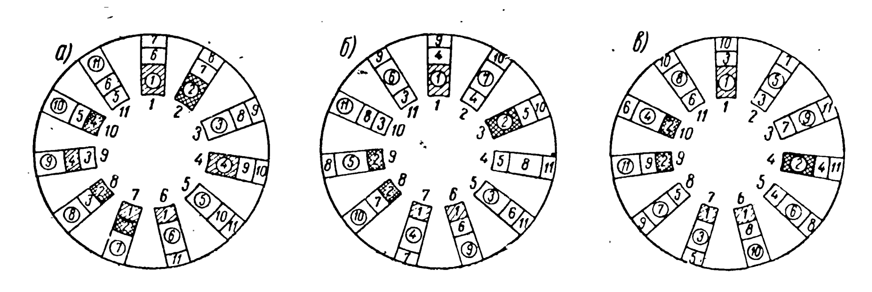


Рис. 1-24. Расположение секций обмотки «елочка» в пазах при различных способах укладки

Такая же картина имеет место при сдвиге каждой последующей секции от предыдущей на два зубцовых деления (рис. 1-24, *б*). Распределение секций по типам получается следующим:

Тип секции	Секции этого типа	Количество секций данного типа
I	1—3	3
II	4—5	2
III	6	1
IV	7—8	2
V	9—11	3

Неравномерность распределения количества секций по типам несколько меньше, чем в предыдущем случае, но все же велика. Отметим, что при таком способе укладки не следует конец первой секции соединять с началом второй и т. д. Из картины расположения секций в пазах видно, что конец первой секции надо соединить с началом седьмой, конец седьмой с началом второй и т. д. Порядок соединений иллюстрируется схемой, где цифры верхнего ряда соответствуют началу секций, а цифры нижнего ряда — их концам:

1 7 2 8 3 9 4 10 5 11 6

1′ 7′ 2′ 8′ 3′ 9′ 4′ 10′ 5′ 11′ 6′

При сдвиге каждой последующей секции на три зубцовых деления (рис. 1-24, *в*) распределение секций по типам получается наиболее равномерным:

Тип секции	Секции этого типа	Количество секций данного типа
I	1—2	2
II	3—4	2
III	5—7	3
IV	8—9	2
V	10—11	2

На рис. 1-25 изображены различные способы укладки в пазы обмотки «елочкой» при числе пазов, кратном трем ($Z = 9$). Из рассмотрения рисунка следует, что при сдвиге каждой последующей секции на одно или два зубцовых деления получается снова пять

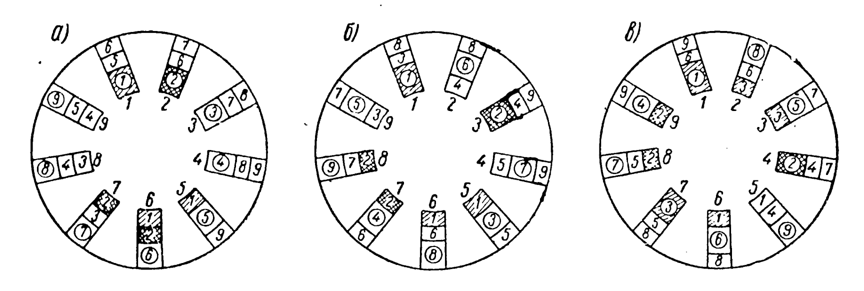


Рис. 1-25. Расположение секций обмотки «елочка» в пазах при Z, кратном трем

типов секций и неравномерное распределение количества секций по типам. При сдвиге на три зубцовых деления количество типов секций сокращается до трех, а распределение числа секций по типам становится равномерным. Сказанное иллюстрируется табл. 1-2, в которой y_c — сдвиг последующей секции относительно предыдущей в зубцовых делениях

Таблица 1-2

Тип секции	Секции этого типа			Количество секций данного типа		
	$y_c = 1$	$y_c = 2$	$y_c = 3$	$y_c = 1$	$y_c = 2$	$y_c = 3$
I	1	1—2	1—3	1	2	3
II	2—4	3—4	4—6	3	2	3
III	5	5	7—9	1	1	3
IV	6—8	6—7	—	3	2	—
V	9	8—9	—	1	2	—

Таким образом, в малых машинах с нечетным и кратным трем числом зубцов на пару полюсов, укладывая секции со сдвигом на

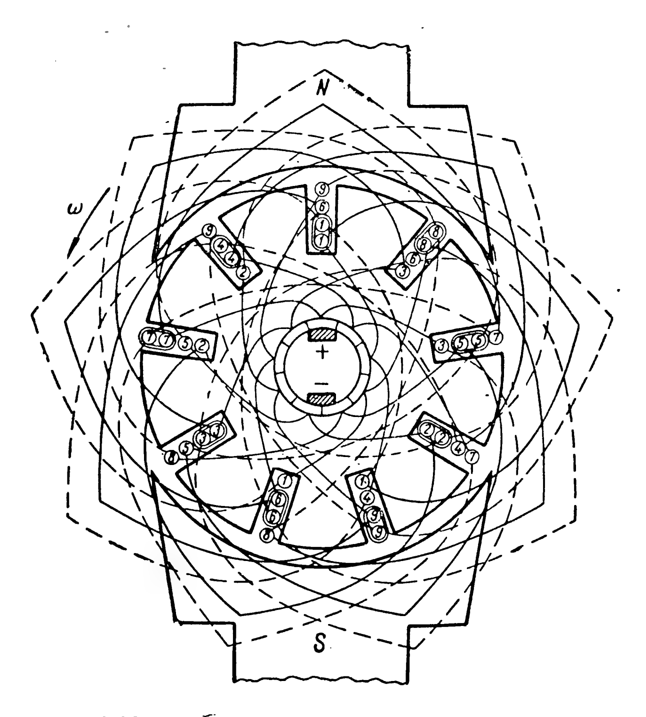


Рис. 1-26. Возможный порядок соединения проводников двухполюсной обмотки «елочка» при $Z = 9$

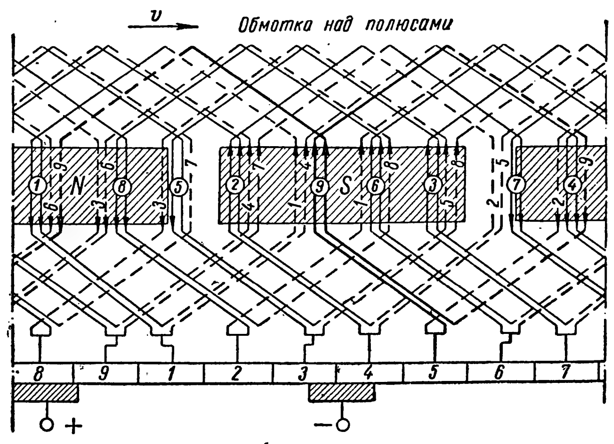


Рис. 1-27. Развернутая схема двухполюсной обмотки «елочка» при $Z = 9$

три зубцовых деления, удается получить симметричную обмотку типа «елочка», соединяя по очереди короткую, среднюю и длинную секции. Для машины с $2p = 2$ и $Z = 9$ (см. рис. 1-25) порядок соединений секций между собой дается схемой:

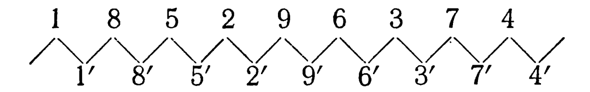


Схема соединений сторон секций, находящихся в пазах якоря, показана на рис. 1-26. Внутренние соединения как сплошные, так и пунктирные имеют место со стороны коллектора, а наружные — со стороны, противоположной коллектору. На рис. 1-27 показана

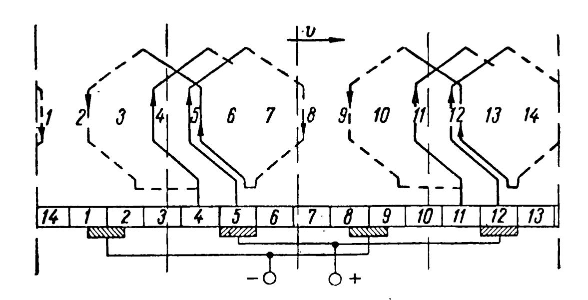


Рис. 1-28. Принцип построения многополюсной петлевой обмотки «елочка»

развернутая схема этой обмотки. Четыре слоя обмотки изображены в каждом пазу условно четырьмя линиями. Сплошные линии соответствуют началам полусекций, а пунктирные — их концам. Первая линия слева соответствует первому слою, а крайняя справа — четвертому слою обмотки. Нетрудно видеть, что обмотка является правой, и каждая ее секция представляет сочетание элементов петлевой (первая полусекция) и волновой (вторая полусекция) обмоток. Обмотка может быть выполнена и левой, причем, как следует из рис. 1-25, *в*, порядок соединения секций должен соответствовать схеме:

1 4 7 3 6 9 2 5 8

1′ 4′ 7′ 3′ 6′ 9′ 2′ 5′ 8′

Обмотка типа «елочка» может быть выполнена и для многополюсной машины, если число зубцов на пару полюсов будет нечетным. На рис. 1-28 показан принцип построения такой левой обмотки с диаметральным средним шагом для четырехполюсной машины.

Индуктивность обмотки якоря

Картина полей рассеяния обмотки якоря изображена на рис. 1-29. Общий поток рассеяния можно подразделить на четыре части: поперечный пазовый поток $\Phi_{s\,п}$, поток рассеяния между стенками шлица $\Phi_ш$, поток рассеяния коронок зубцов Φ_{sz} и поток рассеяния лобовых соединений $\Phi_л$ (на рисунке не показан).

Э. д. с., индуктируемые полями рассеяния обмотки якоря, оказывают большое влияние на свойства машины. Реактивная э. д. с., возникающая в короткозамкнутой секции, определяющая коммутацию машины, представляет собой сумму всех э. д. с., индуктируемых в ней полями рассеяния. Эти э. д. с. пропорциональны индуктивности секций и скорости изменения тока в ней. Э. д. с., возникающая в обмотке якоря во время переходных режимов, равна сумме всех э. д. с., индуктируемых в одной параллельной ветви полями рассеяния и поперечным полем реакции якоря. Она пропорциональна индуктивности якоря $L_я$ и скорости изменения тока I.

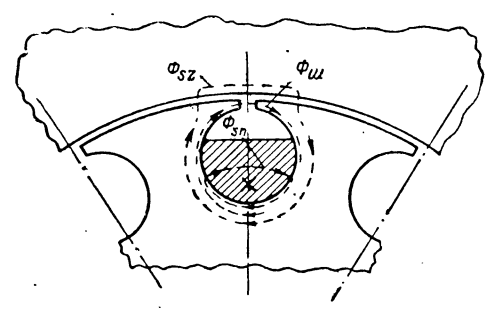


Рис. 1-29. Поля рассеяния обмотки якоря

Индуктивность якоря определяется выражением

$$L_я = L_{s\,я} + L_{q\,я}, \tag{1-17}$$

где $L_{s\,я} = \frac{z}{2a}(L_п + L_ш + L_z + L_л)$ — индуктивность рассеяния обмотки якоря;

$L_п$, $L_ш$, L_z и $L_л$ — индуктивности, определяемые потоками рассеяния от суммарного тока в одном пазу;

$L_{q\,я}$ — индуктивность якоря, обусловленная поперечным полем реакции (см. формулу 2-44).

Индуктивность рассеяния $L_п$, обусловленная поперечным пазовым потоком

В зависимости от формы паза картина поля рассеяния поперек паза будет иметь тот или иной вид. В малых машинах не применяются пазы с параллельными стенками, что сильно затрудняет расчет поля рассеяния поперек паза, так как длина силовых линий, их форма и кривизна в различных местах паза неодинакова.

При расчете картины поля рассеяния в пазу следует исходить из того, что какой бы формы ни был паз, его поверхность является поверхностью равного скалярного магнитного потенциала, и ли-

нии поля должны быть перпендикулярны ей. Рассмотрим наиболее употребительные формы паза, применяемые в малых машинах.

При круглой форме паза (рис. 1-30), когда поверхность равного скалярного магнитного потенциала будет цилиндрической, замечаем, что картина поля в пазу будет эквивалентна картине поля, образованного двухпроводной линией передачи (рис. 1-31). Линии напряженности будут представлять собой окружности, пе-

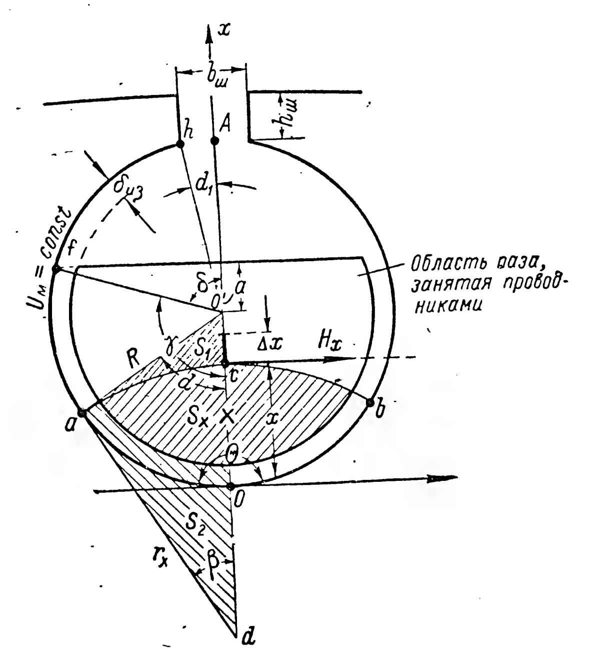


Рис. 1-30. К расчету рассеяния круглого паза

ресекающиеся с поверхностью паза под прямым углом, центр которых лежит на оси паза. С точки зрения расчета дело обстоит так, как будто поле образуется двумя проводниками, расположенными в точках O и A (рис. 1-30). Однако следует учитывать особенности, отличающие поле рассеяния в пазу от поля реальной двухпроводной линии. Дело в том, что для реальной линии передачи по закону полного тока н. с., действующая в контуре, совпадающем с произвольной силовой линией, равна постоянной величине — току в линии:

$$\oint Hdl = i.$$

Для контура же, совпадающего с силовой линией поперечного поля рассеяния в пазу, эта н. с. должна быть равна току i_x, пронизывающему площадь S_x. Следовательно, по мере удаления от

дна паза (с ростом расстояния x) будет возрастать н. с., создающая напряженность поля в рассматриваемой точке (точка c).

Кроме того, если пренебречь н. с. по частям силовых линий, проходящим в стали, то ток i_x можно рассматривать как н. с., действующую на той части силовой линии, которая находится только в пазу:

$$\int_{acb} Hdl = i_x.$$

Если бы пакет якоря был выполнен из материала с абсолютной магнитной проницаемостью μ_0, то силовая линия, проходящая через точку c, была бы полной окружностью, и ток i_x являлся бы н. с., действующей в этом круговом контуре. Таким образом, влияние стали пакета якоря сказывается как бы в сокращении длины силовой линии, что приводит к возрастанию напряженности. Если обратиться к картине поля двухпроводной линии, то н. с., приходящаяся на отрезок силовой линии, будет меньше н. с., приходящейся на весь круговой контур:

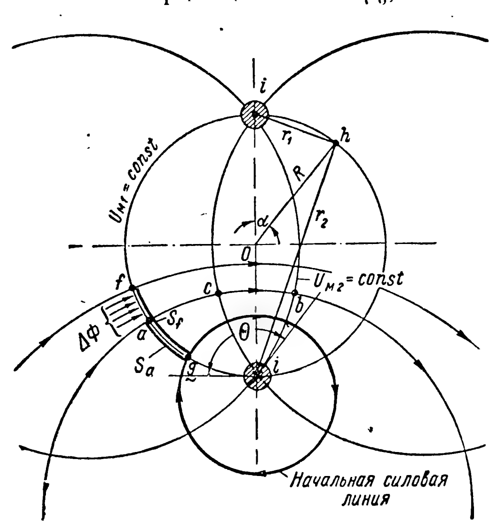


Рис. 1-31. Магнитное поле двухпроводной линии передачи

$$\int_{acb} Hdl = \frac{\theta}{2\pi} \oint Hdl,$$

здесь θ — угол, образованный касательными к окружностям равного скалярного магнитного потенциала, проведенным через начало и конец рассматриваемого участка силовой линии.

Возвращаясь к картине поля в пазу, замечаем, что обе эти окружности сливаются в одну, совпадающую с поверхностью паза, и $\theta = \pi$. Следовательно, напряженность поля в точке c можно рассматривать как напряженность, создаваемую линией передачи с некоторым фиктивным током i'_x, в предположении, что якорь выполнен из немагнитного материала и силовая линия представляет полную окружность. Ток i'_x определяется из соотношения:

$$i'_x = i_x \frac{\oint Hdl}{\int_{abc} Hdl} = i_x \frac{2\pi}{\theta} = 2i_x. \qquad (1\text{-}18)$$

Из рассмотрения рис. 1-30, учитывая, что окружность паза радиуса R пересекается под прямым углом с силовой линией, которая тоже является окружностью радиуса r_x, имеем:

$$r_x = \frac{R}{\operatorname{tg}\beta}; \quad O'd = \frac{R}{\sin\beta}; \quad \alpha + \beta = \frac{\pi}{2}; \quad \frac{\delta_{\text{из}}}{R} = k_{\text{из}};$$

$$O'c = O'd - r_x; \quad Od = O'd - R;$$

$$x = O'd - O'c - Od = r_x + R - O'd = R\left(1 + \frac{1}{\operatorname{tg}\beta} - \frac{1}{\sin\beta}\right) =$$

$$= R\,\frac{\sin\beta + \cos\beta - 1}{\sin\beta}. \qquad (1\text{-}19)$$

Решая это уравнение относительно β, получим:

$$\beta = \arcsin 2\,\frac{1 - \frac{x}{R}}{1 + \left(1 - \frac{x}{R}\right)^2}. \qquad (1\text{-}20)$$

Площадь S_x, пронизываемая током i_x:

$$S_x = 2\left(S_\Delta - S_1 - S_2\right),$$

где S_Δ — площадь треугольника $aO'd$.

Учитывая, что

$$S_\Delta = \frac{1}{2} R r_x;$$

$$S_1 = S_\Delta - \frac{1}{2}\beta r_x^2;$$

$$S_2 = S_\Delta - \frac{1}{2}\alpha\left(R - \delta_{\text{из}}\right)^2 = S_\Delta - \frac{1}{2}\alpha R^2\left(1 - k_{\text{из}}\right)^2,$$

получаем:

$$S_x = \beta r_x^2 + \alpha R^2\left(1 - k_{\text{из}}\right)^2 - 2S_\Delta =$$

$$= R^2\left[\beta\operatorname{ctg}^2\beta - \operatorname{ctg}\beta + \left(\frac{\pi}{2} - \beta\right)(1 - k_{\text{из}})^2\right]. \qquad (1\text{-}21)$$

Площадь, занятая проводниками в пазу:

$$S = \pi\left(R - \delta_{\text{из}}\right)^2\frac{2\gamma}{2\pi} + \left(R - \delta_{\text{из}}\right)^2\sin\gamma\cos\delta =$$

$$= R^2\,\frac{(1 - k_{\text{из}})^2}{2}\left(2\gamma - \sin 2\gamma\right),$$

где γ — угол, соответствующий краю области паза, занятой проводниками. Угол $\delta = \pi - \gamma$.

Площадь S_x составляет долю площади S, определяемую отношением:

$$y = \frac{S_x}{S} = A_y\left[\beta \operatorname{ctg}^2\beta - \operatorname{ctg}\beta + \left(\frac{\pi}{2} - \beta\right)(1 - k_{из})^2\right], \qquad (1\text{-}22)$$

где

$$A_y = \frac{2}{(1 - k_{из})^2 (2\gamma - \sin 2\gamma)}.$$

Задаваясь различными положениями точки c, можно определить отношение $\frac{x}{R}$ и по выражению (1-20) угол β, после чего найти отношение площадей y. При $x = R + a$ отношение y должно быть равно единице, что соответствует краю области паза, занятой проводниками.

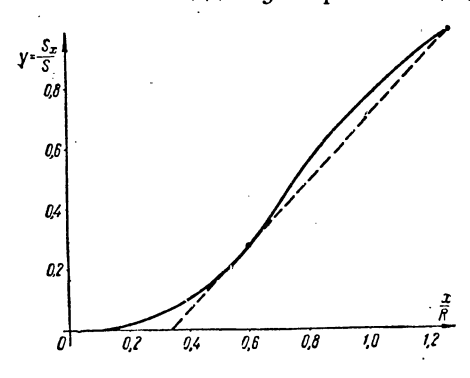


Рис. 1-32. Распределение по высоте паза н. с., создающей поперечный поток рассеяния.

В малых машинах в среднем можно принять $k_{из} = 0,11$ и $a = 0,275$, что дает: $\delta = 74°03'$, $\gamma = 105°57'$ и $A_y = 0,619$. Расчет отношения площадей для различных значений $\frac{x}{R}$ приводит к результатам, изображенным на рис. 1-32. В диапазоне

$$0,6 \leqslant \frac{x}{R} \leqslant 1 + \frac{a}{R}$$

это отношение с достаточной для практических расчетов точностью может быть принято (пунктирная линия) изменяющимся линейно по мере возрастания расстояния x:

$$y = kx + b. \qquad (1\text{-}23)$$

При $x_1 = 0,6R$ угол $\beta = 43°36'$ [по формуле (1-20)], и отношение площадей

$$y_1 = A_y[0,81(1 - k_{из})^2 - 0,116]. \qquad (1\text{-}24)$$

Прямая (1-23) должна проходить через точки

$$x_1 = 0,6R, \quad y_1;$$

$$x_2 = R + a, \quad y_2 = 1.$$

Уравнение этой прямой можно записать в виде:

$$\frac{y - y_1}{x - x_1} = \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1},$$

или

$$y = \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1} x + \left(y_1 - x_1 \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1} \right).$$

Сопоставляя это выражение с (1-23), получаем:

$$\left. \begin{aligned} k &= \frac{y_2 - y_1}{x_2 - x_1}; \\ b &= y_1 - kx_1 \}. \end{aligned} \right\} \qquad (1\text{-}25)$$

В среднем при $A_у = 0{,}619$, $k_{из} = 0{,}11$ и $a = 0{,}275$, имеем: $x_1 = 0{,}6\ R$, $y_1 = 0{,}325 = 0{,}6 - \frac{a}{R}$, $x_2 = 1{,}275$, $y_2 = 1$, $k = \frac{1}{R}$ и $b = -\frac{a}{R}$.

Среднее значение напряженности в точке c на расстоянии x от дна паза:

$$H_x = \frac{i_x}{l_x} = iw_п \frac{S_x}{Sl_м} = iw_п \frac{y}{l_м},$$

где i — ток в одном проводнике;
$w_п$ — число проводников в пазу;
$l_м$ — длина магнитной линии;
$iw_п = A\,t_z$ — полный ток в пазу.

Поток, пронизывающий площадку шириной dx:

$$d\Phi_x = \mu_0 H_x l dx,$$

здесь l — длина пакета якоря.

Трубка с магнитным потоком $d\Phi_x$ охватывает число витков

$$w_x = w_п \frac{S_x}{S} = w_п y.$$

Потокосцепление, обусловленное потоком рассеяния в области паза, занятой проводниками,

$$\Psi_1 = \int d\Psi_1 = \int w_x d\Phi_x = \int w_п^2 \mu_0 l i \frac{y^2}{l_м} dx.$$

При вычислении этого интеграла можно пренебречь нижним участком кривой $y = f(x)$ в пределах $0 \leqslant x \leqslant x_1 = 0{,}6\ R$. На этом участке зависимость $y = f(x)$ носит параболический характер, и потокосцепление оказывается пропорциональным x^5. Получающаяся неточность будет практически неощутима (порядка 1%). Длина магнитной линии в выражении для H_x:

$$l_м = 2\beta r_x = 2R \frac{\beta}{\operatorname{tg}\beta}.$$

На рис. 1-33 построена зависимость отношения $\frac{l_м}{2R}$ от отношения $\frac{x}{R}$, из которой следует, что в зоне $0{,}6\,R = x_1 \leqslant x \leqslant x_2 = 1{,}275\,R$ длина магнитных линий меняется мало и можно считать

$$\frac{l_м}{2R} \approx \frac{l_{ср}}{2R} = 0{,}95.$$

Индуктивность рассеяния $L_{п1}$, обусловленная потоком в области паза, занятой проводниками:

$$L_{п1} = \frac{\Psi_1}{i} = \frac{\mu_0 l w_п^2}{l_{ср}} \int\limits_{x_1}^{x_2} (kx + b)^2\, dx = \frac{\mu_0 l w_п^2}{3k l_{ср}} [(kx_2 + b)^3 - (kx_1 + b)^3] =$$

$$= \frac{\mu_0 l w_п^2}{3k l_{ср}} \left(y_2^3 - y_1^3\right) = \frac{\mu_0 l w_п^2}{3k l_{ср}} \left(1 - y_1^3\right).$$

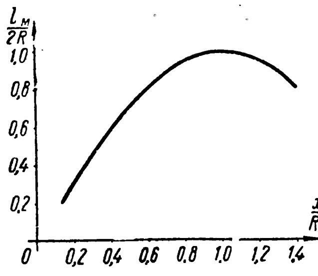


Рис. 1-33. Длина магнитных линий поперечного пазового потока

Подставляя

$$y_1 = 0{,}6 - \frac{a}{R}, \quad k = \frac{1}{R} \quad \text{и} \quad l_{ср} = 1{,}9R,$$

получим:

$$L_{п1} = \frac{\mu_0 l w_п^2}{5{,}7} \left[1 - \left(0{,}6 - \frac{a}{R}\right)^3\right]. \qquad (1\text{-}26)$$

При среднем значении $\frac{a}{R} = 0{,}275$ имеем:

$$L_{п1} = 0{,}169 \mu_0 l w_п^2. \qquad (1\text{-}27)$$

Индуктивность рассеяния $L_{п2}$, обусловленная потоком в верхней части паза, не занятой проводниками, может быть определена из следующих соображений.

Н. с., действующая вдоль каждой линии этого поля, равна полному току в пазу $iw_п$. Учитывая все, что было сказано ранее относительно влияния стали пакета якоря, приходим к выводу, что поле в верхней части паза будет таким же, как если бы оно создавалось линией передачи с фиктивным током $i' = 2iw_п$, провода которой расположены в точках A и O, в предположении, что якорь выполнен из немагнитного материала. Выбрав (см. рис. 1-31) какую-либо силовую линию за начальную, можно отметить точку пересечения ее с линией равного скалярного магнитного потенциала $U_{м1} = \text{const}$, которой будет являться линия, совпадающая с поверхностью паза. Аналогично можно отметить точки a и f пересечения двух других силовых линий с той же окружностью $U_{м1} = \text{const}$. Если дугу ag переместить вдоль паза на длину l, то образовавшаяся часть цилиндрической поверхности будет пронизы-

ваться потоком $\Psi_н$ вектора напряженности поля. В этом случае принято говорить, что точке a соответствует функция потока $V_м$, под которой понимают поток вектора напряженности, приходящийся на единицу длины:

$$V_м = \frac{\Psi_н}{l} = \frac{\int\limits_s \mathbf{H}d\mathbf{s}}{l}.$$

Магнитный поток, пронизывающий эту поверхность,

$$\Phi = \int\limits_s \mathbf{B}d\mathbf{s} = \int\limits_s \mu_0 \mathbf{H}d\mathbf{s} = \mu_0 l \frac{\int\limits_s \mathbf{H}d\mathbf{s}}{l} = \mu_0 l V_м.$$

Если нас интересует магнитный поток, пронизывающий поверхность, образованную перемещением дуги af на длину l, то он будет равен:

$$\Delta\Phi = \Phi_f - \Phi_a = \mu_0 l \Delta V_м, \tag{1-28}$$

где $\Delta V_м = V_{мf} - V_{мa}$ — приращение функции потока, получающееся при переходе из точки a в точку f.

Функция потока в какой-либо точке h поля, образованного двухпроводной линией, равна [Л. 1-10]:

$$V_м = \frac{i}{2\pi} \ln k.$$

В нашем случае

$$V_м = \frac{i'}{2\pi} \ln k = \frac{i w_п}{\pi} \ln k, \tag{1-29}$$

где $k = \frac{r_2}{r_1}$ — отношение расстояний точки до проводов с токами;

r_1 и r_2 — расстояния от точки на поверхности паза, для которой определяется функция потока, до точек A и O (см. рис. 1-30).

Если (см. рис. 1-31) из центра O провести радиус R в точку h, то

$$r_1 = 2R \sin\frac{\alpha}{2}; \quad r_2 = 2R \sin\frac{\pi - \alpha}{2} = 2R\cos\frac{\alpha}{2};$$

$$k = \frac{r_2}{r_1} = \frac{\cos\frac{\alpha}{2}}{\sin\frac{\alpha}{2}} = \operatorname{ctg}\frac{\alpha}{2}. \tag{1-30}$$

При определении потока рассеяния $\Phi_{п2}$ в верхней части паза, пронизывающего поверхность fh, следует воспользоваться выражениями (1-28), (1-29) и (1-30):

$$\Phi_{п2} = \mu_0 l \Delta V_м = \mu_0 l (V_{мh} - V_{мf}) = \mu_0 l \frac{i w_п}{\pi} \ln \frac{k_h}{k_f}. \tag{1-31}$$

Для точки h в выражении (1-30) следует положить $\alpha = \alpha_1$, а для точки f соответственно $\alpha = \delta$ (см. рис. 1-30), учитывая, что

$$\alpha_1 = \arcsin \frac{b_ш}{2R}; \quad \delta = \arccos \frac{a}{R}.$$

При этом отношение

$$\frac{k_h}{k_f} = \frac{\operatorname{ctg}\frac{\alpha_1}{2}}{\operatorname{ctg}\frac{\delta}{2}} = \frac{\operatorname{tg}\frac{\delta}{2}}{\operatorname{tg}\frac{\alpha_1}{2}}. \tag{1-32}$$

Учитывая, что каждая линия потока рассеяния в верхней части паза сцепляется со всеми проводниками, для соответствующей индуктивности получим выражение:

$$L_{п2} = \frac{\Psi_{п2}}{i} = \frac{w_п \Phi_{п2}}{i} = \frac{\mu_0}{\pi} l w_п^2 \ln \frac{k_h}{k_f}.$$

Подставляя сюда отношение $\frac{k_h}{k_f}$ из (1-32), окончательно имеем:

$$L_{п2} = \frac{\mu_0}{\pi} l w_п^2 \ln \frac{\operatorname{tg}\frac{\delta}{2}}{\operatorname{tg}\frac{\alpha_1}{2}}. \tag{1-33}$$

В среднем для малых машин $\alpha_1 \approx 20°22'$ и, как указывалось выше, $\delta \approx 74°03'$. Расчет в этом случае дает

$$L_{п2} = 0,457 \mu_0 l w_п^2. \tag{1-34}$$

Суммарная индуктивность, обусловленная поперечным потоком паза,

$$L_п = L_{п1} + L_{п2} \approx 0,626 \mu_0 l w_п^2. \tag{1-35}$$

Следует заметить, что коэффициенты 0,169, 0,457 и 0,626 в выражениях для индуктивностей $L_{п1}$, $L_{п2}$ и $L_п$ являются средними и ими можно пользоваться только после первоначальной проверки величин $k_{из}$, a и α_1. Если эти величины ощутимо отличаются от указанных выше средних значений, следует пользоваться более точными выражениями (1-26 и 1-33).

Индуктивности, обусловленные остальными потоками рассеяния

Индуктивность рассеяния, обусловленная потоком между стенками шлица (см. рис. 1-30):

$$L_ш = \frac{\Psi_ш}{i} = \frac{w_п \Phi_ш}{i} = \frac{w_п^2}{R_{м.ш}} = \mu_0 l w_п^2 \frac{h_ш}{b_ш}, \tag{1-36}$$

здесь $R_{м.ш}$ — магнитное сопротивление шлица.

Индуктивность рассеяния, обусловленная потоком рассеяния коронок зубцов (см. рис. 1-29):

$$L_z = \frac{w_п^2}{R_{мz}} = \mu_0 l w_п^2 \frac{t_z - b_ш}{4\delta}. \qquad (1\text{-}37)$$

Индуктивность рассеяния, обусловленная потоком рассеяния лобовых частей, может вычисляться как для обычных машин постоянного тока по формулам, приведенным в [Л. 1-8].

Определение индуктивностей рассеяния при овально-трапецеидальной форме паза

Для овально-трапецеидального паза, изображенного на рис. 1-34, можно пренебречь потоком рассеяния в нижней закругленной части.

Угол, составленный стенкой паза с его осью:

$$\beta = \arcsin \frac{R_2 - R_1}{h}.$$

Линии поля в средней конической части паза будут представлять собой дуги окружностей с центром в точке пересечения внутренних сторон изоляционного слоя (точка O).

Принимая поле таким до верхнего края области паза, занятой проводниками, найдем наименьший и наибольший радиусы этих линий, соответствующие дугам, проведенным через точки O_1 и b:

$$r_1 = \frac{R_1 - \delta_{из}}{\sin\beta}; \quad r_2 = r_1 + h + a.$$

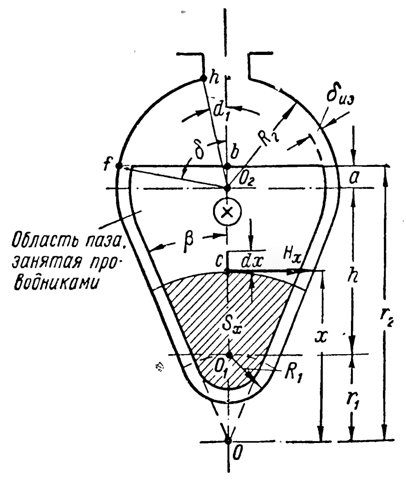


Рис. 1-34. К расчету поля рассеяния овально-трапецеидального паза.

С достаточной для практических целей точностью можно считать, что

$$y = \frac{S_x}{S} = \frac{x^2}{r_2^2}. \qquad (1\text{-}37,a)$$

Напряженность поля в точке c:

$$H_x = \frac{i_x}{2\beta x} = \frac{i w_п y}{2\beta x}.$$

Индуктивность, обусловленная потоком рассеяния в конической части паза,

$$L_{п1}=\frac{\Psi_1}{i}=\frac{1}{i}\int d\Psi_1=\frac{1}{i}\int w_x\mu_0H_xdx=\mu_0w_п^2\frac{l}{2\beta}\int\frac{y^2}{x}dx=$$

$$=\frac{\mu_0w_п^2l}{2\beta r_2^4}\int\limits_{x=r_1}^{r_2}x^3dx=\frac{\mu_0lw_п^2}{8\beta}\left[1-\left(\frac{r_1}{r_2}\right)^4\right]\approx\frac{0{,}125}{\beta}\mu_0lw_п^2. \quad (1\text{-}38)$$

Индуктивность, обусловленная потоком рассеяния в верхней части паза, определяется как и для круглого паза (1-33), с тем отличием, что угол δ следует находить по формуле:

$$\delta=\arccos\frac{a}{R_2}. \quad (1\text{-}39)$$

Индуктивности $L_ш$, L_z и $L_л$ определяется по вышеприведенным формулам, так как они не зависят от формы паза.

1-7. Коммутация

Физические основы расчета коммутации

Коммутация — процесс изменения направления тока в секциях обмотки якоря, замкнутых накоротко щетками,— в малых машинах играет такую же кардинальную роль, как и в машинах средних и крупных. Хотя напряжение и мощность малых машин невелики, условия коммутации зачастую отнюдь не являются легкими. Угловая скорость вращения якоря малых машин сравнительно велика, что способствует появлению искрения на коллекторе вследствие различных механических причин (вибрация, бой коллектора и т. п.). Вместе с тем малый диаметр коллектора не позволяет, как правило, выбрать большое число коллекторных пластин. При этом число витков в секции получается большим, чем обусловливается значительная величина реактивной э. д. с. К тому же большинство мер, улучшающих коммутацию (укорочение шага, дробная обмотка, дополнительные полюса), не может быть использовано в малых машинах по конструктивным соображениям (из-за недостатка места). Между тем от правильной коммутации зависит надежность и длительность нормальной работы машины.

В основу старой теории коммутации было положено допущение о постоянстве переходного сопротивления скользящего контакта между щеткой и коллектором в результате непосредственного соприкосновения их поверхностей. В последнее время было обращено внимание на то обстоятельство, что в переходном слое между коллектором и щеткой имеет место ионная проводимость, в силу чего было предложено считать падение напряжения под щетками за практически постоянную величину. В действительности под щет-

кой имеет место перенос тока как за счет непосредственного контакта щетки с поверхностью коллектора в отдельных точках, так и за счет электронно-ионной эмиссии в зонах между точками контакта.

Истинная картина процесса коммутации очень сложна и у работающей машины не является стабильной. В процессе работы изменяются свойства переходного контакта, ввиду чего изменяется и соотношение между ионным током и током проводимости в местах соприкосновения щетки с коллектором.

Современная теория коммутации, наиболее полно отражающая указанные особенности, в основе исходит из постоянства переходного сопротивления, корректируя практические выводы в соответствии с новейшими представлениями о природе щеточного контакта. Искрение определяется плотностью электромагнитной энергии, т. е. энергией, приходящейся на единицу длины щетки. Степень искрения (рис. 1-35) определяется по величине фактора искрения, под которым принимают произведение

$$ФИ = \frac{Li^2_{к.м}}{2l_щ} v_к m_к, \qquad (1\text{-}40)$$

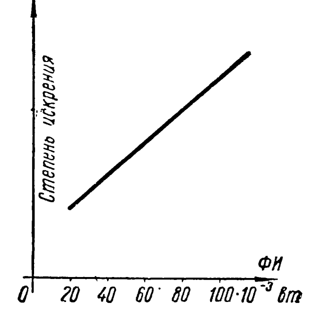


Рис. 1-35. Зависимость степени искрения от ФИ для машин с $D_к = 70 \div 200$ *мм*

где L — индуктивность коммутируемой секции;

$l_щ$ — длина щетки;

$v_к$ — окружная скорость коллектора;

$m_к$ — коэффициент, учитывающий род обмотки якоря ($m_к = 1$ для петлевой обмотки и $m_к = 2$ для волновой);

$i_{к.м}$ — наибольшее значение добавочного тока, накладывающегося на прямолинейный и искажающего всю кривую тока в коммутируемой секции.

Ток $i_{к.м}$ определяется выражением:

$$i_{к.м} = \frac{e_р - e_д}{2\Delta U_к \gamma} I_щ, \qquad (1\text{-}41)$$

где $e_р$ — реактивная э. д. с. коммутируемой секции;

$e_д$ — коммутирующая э. д. с., индуктируемая в секции внешним полем;

$I_щ$ — ток через один щеткодержатель;

$\Delta U_к$ — падение напряжения под щеткой;

γ — число перекрытых щеткой пластин.

Не останавливаясь на описании нормированных степеней искрения, отметим, что если нет особых условий, коммутация со степенями 1, $1^1/_4$ и $1^1/_2$ считается «практически темной» и допу-

скается во всех машинах. Степень 2 допускается при толчкообразных нагрузках и реверсировании, а степень 3 соответствует опасному искрению и не допускается.

Для расчета коммутации и предварительного суждения о степени искрения необходимо определить реактивную э. д. с. $e_р$, возникающую в короткозамкнутой секции. Считая коммутацию незначительно отличающейся от линейной, имеем э. д. с. самоиндукции, индуктированную изменением тока в короткозамкнутой секции:

$$e_с = L_с \frac{di}{dt} = L_с \frac{2i}{T_к}, \qquad (1\text{-}42)$$

где i — ток в параллельной ветви обмотки (в секции);

$T_к$ — период коммутации.

Индуктивность коммутируемой секции

$$L_с = L_{п.\,с} + L_{ш.\,с} + L_{zс} + L_{л.\,с} = 2lw_к^2\left(\lambda_с + \frac{l_л}{l}\lambda_л\right), \qquad (1\text{-}43)$$

где $\lambda_с = \lambda_п + \lambda_ш + \lambda_z$ — магнитная проводимость, приходящаяся на единицу длины секции в стали;

$\lambda_л = \frac{L_{л.\,с}}{2w_к^2 l_л}$ — то же в воздухе,

$\lambda_п = \frac{L_{п.\,с}}{2lw_к^2}$; $\lambda_ш = \frac{L_{ш.\,с}}{2lw_к^2}$; $\lambda_z = \frac{L_{zс}}{2lw_к^2}$ — проводимости, обусловленные потоками $\Phi_{sп}$, $\Phi_ш$ и Φ_{sz};

$w_к$ — число витков в секции;

l — длина пакета якоря;

$l_л$ — длина лобовых соединений половины секции.

При диаметральной обмотке в пазах рассматриваемой короткозамкнутой секции лежат стороны другой секции, замыкаемой накоротко щеткой другой полярности. Поэтому необходимо учитывать дополнительную э. д. с. взаимной индукции, наводимую в рассматриваемой секции за счет изменения потока взаимной индукции. Это можно сделать, введя в выражение (1-43) дополнительную магнитную проводимость $\lambda_М$ потока взаимной индукции, так как скорость изменения тока в обеих коммутируемых секциях одинакова:

$$L_{с.\,М} = 2lw_к^2\left(\lambda_с + \lambda_М + \frac{l_л}{l}\lambda_л\right) = 2lw_к^2\xi, \qquad (1\text{-}44)$$

здесь

$$\xi = \lambda_с + \lambda_М + \frac{l_л}{l}\lambda_л. \qquad (1\text{-}45)$$

У обмотки с укороченным шагом интервалы времени, в которые действуют э. д. с. взаимной индукции в сторонах коммутируемой

секции, сдвинуты относительно периода коммутации. Это вызовет уменьшение среднего значения э. д. с. взаимной индукции. Однако и в этом случае будем полагать (с некоторым запасом), что э. д. с. взаимной индукции действует в течение всего периода коммутации.

Рассматривая расположение секций двухслойной обмотки (рис. 1-36, *а*), замечаем, что одна из ее сторон лежит в нижнем слое, а другая — в верхнем. Индуктивность такой секции, обусловленная потоком рассеяния поперек паза, равна:

$$L_{п.\,с} = L_н + L_к, \qquad (1\text{-}46)$$

где $L_н$ и $L_к$ — индуктивности начальной и конечной стороны секции от поперечного пазового потока.

При расчете взаимной индуктивности M следует учитывать потоки, замыкающиеся поперек паза, через шлиц и через зубцы; взаимной индуктивностью лобовых частей можно пренебречь. Проводимость потока взаимной индукции определяется выражением:

$$\lambda_M = \frac{M}{2w_к^2 l}. \qquad (1\text{-}47)$$

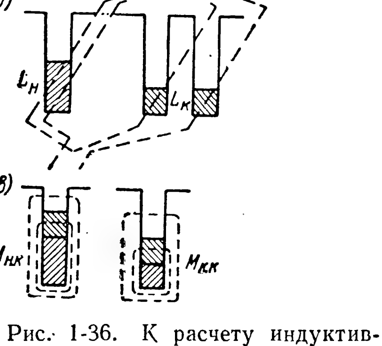


Рис. 1-36. К расчету индуктивностей короткозамкнутой секции

Для обмотки типа «елочка» из всех возможных положений сторон секции в пазу выберем (рис. 1-36, *б*) такое, при котором индуктивность секции будет наибольшей. Это соответствует расположению сторон секции на дне паза. Под индуктивностью $L_к$ в выражении (1-46) будем понимать индуктивность конечных сторон обеих полусекций, учитывая, что они находятся в соседних пазах.

При расчете взаимной индуктивности следует учитывать, что она возможна как между начальной стороной одной секции и конечной стороной другой ($M_{н.\,к}$), так и между конечными сторонами двух разных секций ($M_{к.\,к}$). В обоих случаях выбираем такое положение сторон секций в пазу (рис. 1-36, *в*), при котором эти взаимные индуктивности будут наибольшими (стороны секций лежат на дне паза). Проводимость потока взаимной индукции для обмотки типа «елочка» можно определять, пользуясь выражением:

$$\lambda_M = \frac{M_{н.\,к} + M_{к.\,к}}{4w_к^2 l} = \frac{\lambda_{н.\,к} + \lambda_{к.\,к}}{2}. \qquad (1\text{-}48)$$

Выражение (1-42) после подстановки (1-44) и некоторых преобразований приводят обычно к виду, который носит название фор-

Таблица 1-3

Тип обмотки	Форма паза	Проводимость	Уточненное значение	Среднее значение
Двухслойная	Круглая	$\lambda_с$	$4\mu_0\left[0{,}0525+\frac{1}{4}\left(\frac{1}{\pi}\ln\frac{\mathrm{tg}\frac{\delta}{2}}{\mathrm{tg}\frac{\alpha_1}{2}}+\frac{h_ш}{b_ш}+\frac{t_z-b_ш}{4\delta}\right)\right]$	$4\mu_0\left[0{,}167+\frac{1}{4}\left(\frac{h_ш}{b_ш}+\frac{t_z-b_ш}{4\delta}\right)\right]$
		$\lambda_м$	$4\mu_0\left[0{,}0165+\frac{1}{8}\left(\frac{1}{\pi}\ln\frac{\mathrm{tg}\frac{\delta}{2}}{\mathrm{tg}\frac{\alpha_1}{2}}+\frac{h_ш}{b_ш}+\frac{t_z-b_ш}{4\delta}\right)\right]$	$4\mu_0\left[0{,}074+\frac{1}{8}\left(\frac{h_ш}{b_ш}+\frac{t_z-b_ш}{4\delta}\right)\right]$
	Овально-трапецеидальная	$\lambda_с$	$4\mu_0\left[\frac{0{,}0438}{\beta}+\frac{1}{4}\left(\frac{1}{\pi}\ln\frac{\mathrm{tg}\frac{\delta}{2}}{\mathrm{tg}\frac{\alpha_1}{2}}+\frac{h_ш}{b_ш}+\frac{t_z-b_ш}{4\delta}\right)\right]$	$4\mu_0\left[0{,}114+\frac{0{,}0438}{\beta}+\frac{1}{4}\left(\frac{h_ш}{b_ш}+\frac{t_z-b_ш}{4\delta}\right)\right]$
		$\lambda_м$	$4\mu_0\left[\frac{0{,}001}{\beta}+\frac{1}{8}\left(\frac{1}{\pi}\ln\frac{\mathrm{tg}\frac{\delta}{2}}{\mathrm{tg}\frac{\alpha_1}{2}}+\frac{h_ш}{b_ш}+\frac{t_z-b_ш}{4\delta}\right)\right]$	$4\mu_0\left[0{,}057+\frac{0{,}001}{\beta}+\frac{1}{8}\left(\frac{h_ш}{b_ш}+\frac{t_z-b_ш}{4\delta}\right)\right]$

Елочкой	Круглая	$\lambda_с$	$4\mu_0\left[0{,}0645+\frac{3}{16}\left(\frac{1}{\pi}\ln\frac{\operatorname{tg}\frac{\delta}{2}}{\operatorname{tg}\frac{\alpha_1}{2}}+\frac{h_ш}{b_ш}+\frac{t_z-b_ш}{4\delta}\right)\right]$	$4\mu_0\left[0{,}15+\frac{3}{16}\left(\frac{h_ш}{b_ш}+\frac{t_z-b_ш}{4\delta}\right)\right]$
		$\lambda_{н.\,к}$	$4\mu_0\left[0{,}0137+\frac{1}{16}\left(\frac{1}{\pi}\ln\frac{\operatorname{tg}\frac{\delta}{2}}{\operatorname{tg}\frac{\alpha_1}{2}}+\frac{h_ш}{b_ш}+\frac{t_z-b_ш}{4\delta}\right)\right]$	$4\mu_0\left[0{,}042+\frac{1}{16}\left(\frac{h_ш}{b_ш}+\frac{t_z-b_ш}{4\delta}\right)\right]$
		$\lambda_{к.\,к}$	$4\mu_0\left[0{,}0104+\frac{1}{32}\left(\frac{1}{\pi}\ln\frac{\operatorname{tg}\frac{\delta}{2}}{\operatorname{tg}\frac{\alpha_1}{2}}+\frac{h_ш}{b_ш}+\frac{t_z-b_ш}{4\delta}\right)\right]$	$4\mu_0\left[0{,}025+\frac{1}{32}\left(\frac{h_ш}{b_ш}+\frac{t_z-b_ш}{4\delta}\right)\right]$
	Овально-трапецеидальная	$\lambda_с$	$4\mu_0\left[\frac{0{;}059}{\beta}+\frac{3}{16}\left(\frac{1}{\pi}\ln\frac{\operatorname{tg}\frac{\delta}{2}}{\operatorname{tg}\frac{\alpha_1}{2}}+\frac{h_ш}{b_ш}+\frac{t_z-b_ш}{4\delta}\right)\right]$	$4\mu_0\left[0{,}0857+\frac{0{,}059}{\beta}+\frac{3}{16}\left(\frac{h_ш}{b_ш}+\frac{t_z-b_ш}{4\delta}\right)\right]$
		$\lambda_{н.\,к}$	$4\mu_0\left[\frac{0{,}00752}{\beta}+\frac{1}{16}\left(\frac{1}{\pi}\ln\frac{\operatorname{tg}\frac{\delta}{2}}{\operatorname{tg}\frac{\alpha_1}{2}}+\frac{h_ш}{b_ш}+\frac{t_z-b_ш}{4\delta}\right)\right]$	$4\mu_0\left[0{,}0286+\frac{0{,}00752}{\beta}+\frac{1}{16}\left(\frac{h_ш}{b_ш}+\frac{t_z-b_ш}{4\delta}\right)\right]$
		$\lambda_{к.\,к}$	$4\mu_0\left[\frac{0{,}018}{\beta}+\frac{1}{32}\left(\frac{1}{\pi}\ln\frac{\operatorname{tg}\frac{\delta}{2}}{\operatorname{tg}\frac{\alpha_1}{2}}+\frac{h_ш}{b_ш}+\frac{t_z-b_ш}{4\delta}\right)\right]$	$4\mu_0\left[0{,}0143+\frac{0{,}018}{\beta}+\frac{1}{32}\left(\frac{h_ш}{b_ш}+\frac{t_z-b_ш}{4\delta}\right)\right]$

мулы реактивной э. д. с.:

$$e_р = 2w_к vAl\xi, \qquad (1\text{-}49)$$

здесь v — окружная скорость якоря;

A — линейная нагрузка.

У малых машин, как правило, отсутствуют добавочные полюса, а щетки устанавливаются на геометрической нейтрали. В этом случае для удовлетворительной коммутации реактивная э. д. с. должна быть не больше 2 вольт:

$$e_р \leqslant 2\,в.$$

Часто, в особенности для ответственных машин, принимают

$$e_р \leqslant 1\,в.$$

Расчет проводимостей

Из вышеизложенного вытекает необходимость определения проводимостей потоков рассеяния для расчета реактивной э. д. с. В литературе есть сведения о расчете этих проводимостей для машин средних и крупных, пазы которых имеют параллельные стенки. Расчет проводимостей для пазов круглой и овально-трапецеидальной формы производится путем замены истинной формы паза ступенчатой. Подобный расчет нельзя признать удовлетворительным, так как ступени выбираются произвольно и, кроме того, не учитывается сложная картина поля в пазу. Удовлетворительное решение этого вопроса сравнительно легко может быть найдено на основе сведений, изложенных в разделе «Индуктивность обмотки якоря».

Результаты такого расчета представлены в табл. 1-3. Не вдаваясь в подробности расчета всех проводимостей, рассмотрим определение некоторых из них, с целью иллюстрации самого метода.

Магнитная проводимость $\lambda_с$, приходящаяся на единицу длины секции в стали (обмотка двухслойная, паз круглый)

Поперечный пазовый поток начальной стороны секции, лежащей на дне паза, разбивается на три части: поток в нижнем слое обмотки, поток в верхнем слое обмотки и поток в зоне, занятой клином. Учитывая (1-23), имеем:

$$dy = kdx. \qquad (1\text{-}50)$$

Аналогично (1-26) для составляющей индуктивности, обусловленной поперечным потоком в нижнем слое обмотки, получаем ($x_1 = 0{,}6\,R$, $y_1 = 0{,}325$; границе между слоями обмотки соответствуют $y_3 = 0{,}5$ и $x_3 = 0{,}765\,R$):

$$L'_{п1} = \frac{\mu_0 l w_п^2}{k l_{ср}} \int_{y_1}^{y_3} y^2 dy = \frac{\mu_0 l w_п^2}{3 k l_{ср}} \left(y_3^3 - y_1^3\right) = 0{,}016 \mu_0 l w_п^2.$$

Учитывая, что

$$w_x = 0{,}5w_п; \quad H_x = \frac{0{,}5iw_п}{l_м},$$

можно составляющую индуктивности нижнего слоя, обусловленную потоком в верхнем слое обмотки, определить из выражения:

$$L''_{п1} = \frac{1}{i}\int_{x_3}^{x_2} w_x \mu_0 H_x l dx = \frac{\mu_0 l w_п^2 0{,}5^2}{l_{ср}}(x_2 - x_3) =$$

$$= \frac{\mu_0 l w_п^2}{1{,}9} 0{,}5^2\left(1 + \frac{a}{R} - 0{,}765\right) = 0{,}067\mu_0 l w_п^2.$$

Индуктивности рассеяния, определенные ранее, получены при условии, что ток имеет место во всех $w_п$ витках, находящихся в пазу. Составляющая индуктивности нижнего слоя, обусловленная потоком в зоне, занятой клином, будет составлять одну четверть от индуктивности рассеяния $L_{п2}$, так как она соответствует числу витков одного нижнего слоя $(0{,}5\ w_п)$:

$$L'_{п2} = \frac{1}{4}L_{п2} = \frac{1}{4\pi}\ln\frac{\operatorname{tg}\frac{\delta}{2}}{\operatorname{tg}\frac{\alpha_1}{2}}\mu_0 l w_п^2 \approx 0{,}1143\mu_0 l w_п^2.$$

Составляющие индуктивности нижнего слоя, обусловленные потоками в шлице и коронках зубцов, будут так же составлять одну четверть от индуктивностей $L_ш$ и L_z:

$$L_{н.\,ш} = \frac{1}{4}L_ш = \mu_0 l w_п^2 \frac{h_ш}{4b_ш};$$

$$L_{нz} = \frac{1}{4}L_z = \mu_0 l w_п^2 \frac{t_z - b_ш}{4 \cdot 4\delta}.$$

Суммарная индуктивность нижнего слоя, обусловленная потоками, замыкающимися частично в стали:

$$L_н + L_{н.\,ш} + L_{нz} = L'_{п1} + L''_{п1} + L'_{п2} + L_{н.\,ш} + L_{нz} =$$

$$= \mu_0 l w_п^2\left[0{,}083 + \frac{1}{4}\left(\frac{1}{\pi}\ln\frac{\operatorname{tg}\frac{\delta}{2}}{\operatorname{tg}\frac{\alpha_1}{2}} + \frac{h_ш}{b_ш} + \frac{t_z - b_ш}{4\delta}\right)\right]. \quad (1\text{-}51)$$

Поперечный пазовый поток конечной стороны секции, лежащей в верхнем слое, разбивается только на две части: поток в верхнем

слое обмотки и поток в зоне клина. Для составляющей индуктивности верхнего слоя, обусловленной потоком в нем самом, имеем:

$$w_x = w_п (y - 0{,}5); \quad H_x = \frac{i w_п (y - 0{,}5)}{l_м};$$

$$L_{к1} = \frac{\mu_0 l w_п^2}{k l_{ср}} \int_{y_3}^{y_2} (y - 0{,}5)\, dy = \frac{\mu_0 l w_п^2}{5{,}7} (y - 0{,}5)^3 \Big|_{y_3=0{,}5}^{y_2=1} = 0{,}022 \mu_0 l w_п^2.$$

Составляющие индуктивности верхнего слоя, обусловленные потоками в области клина, шлица и коронок зубцов, будут такими же, как и для нижнего слоя:

$$L'_{к2} = \frac{1}{4} L_{п2}; \quad L_{кш} = \frac{1}{4} L_ш; \quad L_{кz} = \frac{1}{4} L_z.$$

Суммарная индуктивность верхнего слоя:

$$L_к + L_{к.\,ш} + L_{кz} = L_{к1} + L'_{к2} + L_{к.\,ш} + L_{кz} =$$

$$= \mu_0 l w_п^2 \left[0{,}022 + \frac{1}{4} \left(\frac{1}{\pi} \ln \frac{\operatorname{tg} \frac{\delta}{2}}{\operatorname{tg} \frac{\alpha_1}{2}} + \frac{h_ш}{b_ш} + \frac{t_z - b_ш}{4\delta} \right) \right]. \quad (1\text{-}52)$$

Магнитная проводимость, приходящаяся на единицу длины секции в стали:

$$\lambda_c + \lambda_п + \lambda_ш + \lambda_z = \frac{L_п + 2L_ш + 2L_z}{2 l w_к^2} = \frac{L_н + L_к + 2L_ш + 2L_z}{2 l w_к^2} =$$

$$= \mu_0 \left[0{,}21 + \frac{1}{\pi} \ln \frac{\operatorname{tg} \frac{\delta}{2}}{\operatorname{tg} \frac{\alpha_1}{2}} + \frac{h_ш}{b_ш} + \frac{t_z - b_ш}{4\delta} \right] \approx$$

$$\approx \mu_0 \left(0{,}667 + \frac{h_ш}{b_ш} + \frac{t_z - b_ш}{4\delta} \right). \quad (1\text{-}53)$$

Эти выражения занесены в первую строку табл. 1-3.

Индуктивность $L''_{п1}$ невелика по сравнению с $L_{п2}$, и для ее определения использовалось среднее значение отношения $\frac{a}{R}$. Индуктивность же $L_{п2}$, входящая в состав проводимости λ_c, играет существенную роль. Вот почему в таблице приводятся уточненные и средние значения проводимостей. В тех случаях, когда углы δ и α_1 ощутимо отличаются от средних значений, указанных ранее, следует пользоваться уточненными выражениями.

Магнитная проводимость $\lambda_{н.\,к}$ потока взаимной индукции (обмотка типа «елочка», паз овально-трапецеидальный)

Поперечный пазовый поток взаимной индукции между начальной и конечной сторонами секции обмотки типа «елочка», лежащими в одном пазу (рис. 1-36, *в*), разбивается на три части: потоки в третьем и четвертом слоях обмотки и поток в области клина.

Из (1-37, *а*) имеем:

$$dy = \frac{2x}{r_2^2}dx; \quad \frac{dx}{x} = \frac{r_2^2}{2x^2}dy = \frac{1}{2}\frac{dy}{y}.$$

Составляющая взаимной индуктивности, обусловленная потоком в третьем слое обмотки, определяется с учетом того, что $y_4 = 0{,}5 \leqslant y \leqslant y_5 = 0{,}75$ и

$$H_x = \frac{0{,}5iw_п}{2\beta x}; \quad w_x = w_п(y - 0{,}5);$$

$$M_{н.\,к1} = \frac{1}{i}\int \mu_0 H_x l w_x dx = \mu_0 l w_п^2 \frac{0{,}5}{2\beta}\int\frac{dx}{x}(y - 0{,}5) =$$

$$= \frac{\mu_0 l w_п^2}{8\beta}\int_{y_4}^{y_5}(y - 0{,}5)\frac{dy}{y} = \frac{\mu_0 l w_п^2}{8\beta}(y - 0{,}5\ln y)\Bigg|_{y=0{,}5}^{0{,}75} = \frac{0{,}006}{\beta}\mu_0 l w_п^2.$$

Составляющая взаимной индуктивности, обусловленная потоком в четвертом слое обмотки, определяется с учетом того, что $y_5 = 0{,}75 \leqslant y \leqslant y_2 = 1$ и

$$H_x = \frac{0{,}5iw_п}{2\beta_x}; \quad w_x = 0{,}25w_п;$$

$$M_{н.\,к2} = \frac{\mu_0 l w_п^2 0{,}5\cdot 0{,}25}{2\beta}\int\frac{dx}{x} = \frac{\mu_0 l w_п^2}{32\beta}\int_{y_5}^{y_2}\frac{dy}{y} =$$

$$= \frac{\mu_0 l w_п^2}{32\beta}\ln\frac{1}{0{,}75} = \frac{0{,}009}{\beta}\mu_0 l w_п^2.$$

Так как составляющая взаимной индуктивности, обусловленная потоком в области клина, пропорциональна произведению чисел витков начальной ($0{,}5\, w_п$) и конечной ($0{,}25\, w_п$) сторон секции, то она будет в восемь раз меньше индуктивности $L_{п2}$:

$$M_{н.\,к3} = \frac{1}{8}L_{п2} = \frac{1}{8\pi}\ln\frac{\operatorname{tg}\frac{\delta}{2}}{\operatorname{tg}\frac{\alpha_1}{2}}.$$

В восемь раз будут также меньше составляющие взаимной индуктивности, обусловленные потоками в шлице и коронках зубцов:

$$M_{\text{н. к. ш}} = \frac{1}{8} L_{\text{ш}} = \mu_0 l w_{\text{п}}^2 \frac{h_{\text{ш}}}{8 b_{\text{ш}}};$$

$$M_{\text{н. к}z} = \frac{1}{8} L_z = \mu_0 l w_{\text{п}}^2 \frac{t_z - b_{\text{ш}}}{32\delta}.$$

Суммарная взаимная индуктивность

$$M_{\text{н. к}} = M_{\text{н. к1}} + M_{\text{н. к2}} + M_{\text{н. к3}} + M_{\text{н. к. ш}} + M_{\text{н. к}z} =$$

$$= \mu_0 l w_{\text{п}}^2 \left[\frac{0{,}015}{\beta} + \frac{1}{8} \left(\frac{1}{\pi} \ln \frac{\operatorname{tg} \frac{\delta}{2}}{\operatorname{tg} \frac{\alpha_1}{2}} + \frac{h_{\text{ш}}}{b_{\text{ш}}} + \frac{t_z - b_{\text{ш}}}{4\delta} \right) \right]. \quad (1\text{-}54)$$

Магнитная проводимость потока взаимной индукции

$$\lambda_{\text{н. к}} = \frac{M_{\text{н. к}}}{2 l w_{\text{к}}^2} = \mu_0 \left[\frac{0{,}03}{\beta} + \frac{1}{4} \left(\frac{1}{\pi} \ln \frac{\operatorname{tg} \frac{\delta}{2}}{\operatorname{tg} \frac{\alpha_1}{2}} + \frac{h_{\text{ш}}}{b_{\text{ш}}} + \frac{t_z - b_{\text{ш}}}{4\delta} \right) \right] \approx$$

$$\approx \mu_0 \left[0{,}114 + \frac{0{,}03}{\beta} + \frac{1}{4} \left(\frac{h_{\text{ш}}}{b_{\text{ш}}} + \frac{t_z - b_{\text{ш}}}{4\delta} \right) \right]. \quad (1\text{-}55)$$

Эти выражения занесены в предпоследнюю строку таблицы. Аналогично определяются все остальные проводимости.

В малых машинах, как правило, располагаются только две секционных стороны в пазу ($S_{\text{п}} = 2$), и все вышеизложенное относительно определения реактивной э. д. с. справедливо при любой ширине щетки. В том случае, когда $S_{\text{п}} > 2$ и секции, лежащие в одном пазу, вступают в процесс коммутирования в последовательном порядке, результирующая пазовая проводимость получается путем сложения ординат $\frac{S_{\text{п}}}{2}$ четырехугольников, представляющих собой пазовую проводимость отдельных секций. Сдвиг между четырехугольниками соответствует времени прохождения одного коллекторного деления. Построение кривой пазовой проводимости для этого случая подробно излагается в [Л. 1-8].

Щетки

Нормальная коммутация машины в значительной степени определяется сортом щеток. Подчеркнем, что сорт щеток должен подбираться в соответствии с величиной реактивной э. д. с. и теми условиями, в которых будет работать машина. Существенное изменение

этих условий приводит к расстройству коммутации и появлению искрения. Зачастую удовлетворительная коммутация в новых условиях может быть получена только при полной замене комплекта щеток щетками другой марки.

За последнее время создан целый ряд щеток новых марок, которые могут работать в широком диапазоне изменения внешних условий. Главное внимание при этом обращается на поддержание оксидной пленки коллектора и создание хорошего скользящего контакта между щеткой и коллектором. Достигается это добавкой свинца и олова в медно-графитные щетки. Свойства щеток различных марок подробно освещены в [Л. 1-3, 1-4, 1-5], поэтому в табл. 1-4 приведены только свойства щеток двух новых марок, применяемых в низковольтных машинах.

Добавочные полюса

В малых машинах невозможно применение большинства средств, улучшающих коммутацию, таких, как сдвиг щеток, особые конструкции полюсов и полюсных наконечников, применение вспомогательных последовательных обмоток, уничтожающих поле якоря в коммутационной зоне. Основным средством улучшения коммутации в нормальных машинах являются дополнительные полюса. Их назначение состоит в компенсации поперечного поля якоря в коммутационной зоне и создании коммутирующего поля. Улучшение коммутации и возможность лучшего использования активного материала машины объясняет широкое применение дополнительных полюсов почти во всех машинах

Таблица 1-4

Марка щетки	Плотность тока, $a/см^2$ (ном/макс)	Максимальная окружная скорость, $м/сек$	Переходное падение напряжения (на пару щеток при полном токе), $в$	Коэффициент трения	Износ щетки за 50 часов, $мм$	Удельное электрическое сопротивление, $ом \cdot мм^2/м$	Удельное нажатие, $г/см^2$ (ном/макс)	Твердость по Шору	Содержание золы, %	Допустимая температура, °С	Возможность работы при пониженных давлении и влажности
МГС-7-3	24/27	55	1,4—2,4	0,2	0,5	3—10	200—250/до 600	14—25	8	200	возможна
МГС-8-2	24/28	55	2—2,8	0,2	0,5	6—16	200—250/до 600	11—21	8	200	возможна

постоянного тока. При этом стремятся поместить дополнительные полюса во все коммутационные зоны и лишь тогда, когда это сделать затруднительно (в двух- и четырехполюсных машинах небольшой мощности), ограничиваются их половинным числом.

Представляется весьма рациональным использовать это средство улучшения коммутации и в малых машинах. На первый взгляд это кажется невозможным, так как нет места для установки добавочных полюсов с их обмотками возбуждения в коммутационной зоне малых машин. Однако, если видоизменить конструкцию добавочных полюсов, то возможно разместить их и в малых машинах.

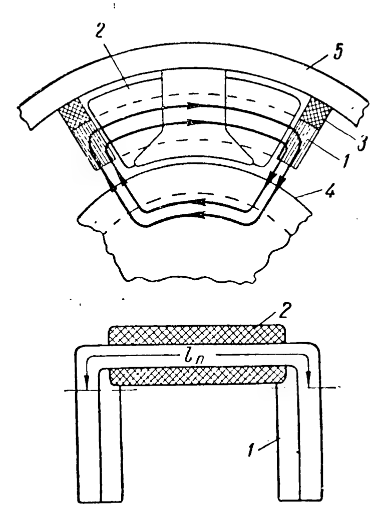


Рис. 1-37. Конструкция добавочных полюсов в малых машинах

1 — сердечник пары добавочных полюсов; *2* — обмотка добавочных полюсов; *3* — немагнитная прокладка; *4* — якорь; *5* — ярмо статора

Такая конструкция, предложенная инж. П. Р. Пуговкиным, показана на рис. 1-37. Два дополнительных полюса с общим сердечником в виде буквы П (полюсами являются ножки буквы П) имеют ширину, равную ширине коммутационной зоны, и свободно размещаются в пространстве между главными полюсами. Обмотка дополнительных полюсов (располагается на перемычке буквы П) выносится в лобовое пространство, где всегда можно найти место для ее размещения.

Сердечники дополнительных полюсов должны быть отделены от ярма статора немагнитной прокладкой, чтобы их поток замыкался через якорь. Крепление всей конструкции к ярму статора должно осуществляться немагнитными крепежными деталями. Поток, создаваемый такими дополнительными полюсами, будет выходить или входить через нижние края сердечника, обращенные к пакету якоря.

В двухполюсных машинах перемычка между полюсами может быть расщеплена и разведена по обе стороны от оси добавочных полюсов. Сердечник каждой пары добавочных полюсов может быть выполнен замкнутым в виде буквы О. При этом необходимо разместить обмотки на обеих перемычках, соединяющих полюсы, и включить их встречно для вытеснения потока через нижние торцевые поверхности (рис. 1-38). Сердечник такой замкнутой формы может быть навит из тонкой ленты. Сердечники П-образной формы должны быть также шихтованными для предотвращения возникновения в них вихревых токов.

Рассмотрим основы расчета дополнительных полюсов малых машин такой конструкции. Из рис. 1-39 следует, что поток и индук-

ция в сечении добавочного полюса будут уменьшаться по мере приближения к его концу (т. е. по мере роста x). Переменной будет и индукция в зазоре между нижним краем полюса и поверхностью якоря, в то время как у добавочных полюсов нормальной конструкции она постоянна. Поток в воздушном зазоре должен быть одинаков в обоих случаях. Поэтому вначале определяем поток в зазоре под полюсом нормальной конструкции той же длины.

Величина коммутирующей э. д. с.

$$e_{д} = 2B_{д}w_{к}vl_{д}, \tag{1-56}$$

где $B_{д}$ — индукция в зазоре под добавочным полюсом;
$l_{д}$ — рабочая длина добавочного полюса.

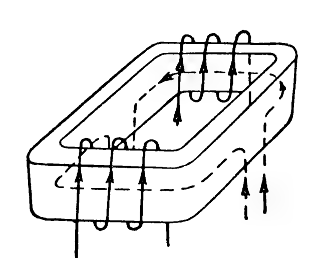


Рис. 1-38. Дополнительные полюса с замкнутым сердечником

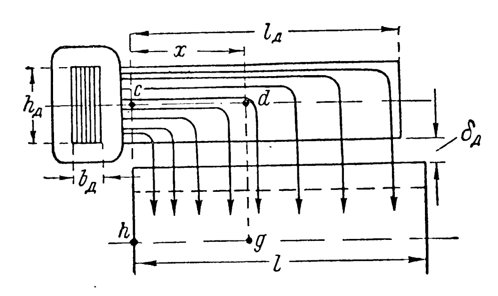


Рис. 1-39. К расчету дополнительного полюса

При полной компенсации коммутирующая э. д. с. должна быть равна реактивной и, учитывая (1-49), имеем:

$$2B_{д}w_{к}vl_{д} = 2w_{к}vA\xi l,$$

откуда

$$B_{д} = A\xi \frac{l}{l_{д}}. \tag{1-57}$$

Ширину полюсного наконечника делают равной ширине коммутационной зоны:

$$b_{c} = t_{z} + b_{щ}\frac{D}{D_{к}} + t_{к}\frac{D}{D_{к}}\left[\left(\frac{K}{2p} - y_{1}\right) - \frac{a}{p}\right], \tag{1-58}$$

здесь t_z, $t_{к}$ — зубцовый и коллекторный шаги;
D, $D_{к}$ — диаметр якоря и коллектора;
$b_{щ}$ — ширина щетки;
K, p — число коллекторных пластин и пар полюсов;
y_1 — первый частичный шаг обмотки;
a — число пар параллельных ветвей обмотки.

Поток в зазоре под добавочным полюсом

$$\Phi_{0д} = B_{д}l_{д}b_{c} = A\xi l b_{c}. \tag{1-59}$$

Эта величина является основной при расчете добавочных полюсов малых машин. Ширина сердечника такого полюса (см. рис. 1-39) должна быть равна ширине наконечника полюса обычной конструкции:

$$b_{д}=b_{с}. \tag{1-60}$$

Введем обозначения (см. рис. 1-37, 1-39):

$l_{п}$ — длина перемычки между основаниями добавочных полюсов;

$h_{д}$ — высота сердечника полюса;

$\delta_{д}$ — зазор под полюсом;

$\Phi_{д}$ — поток в основании полюса;

$B_{\mu д}$ — индукция в основании сердечника;

$B_{\delta д}$ — индукция в зазоре под основанием сердечника;

Φ_{x}, $B_{\mu x}$, $B_{\delta x}$ — то же в сечении, отстоящем на расстоянии x от основания сердечника;

$\sigma_{д}=\frac{\Phi_{д}}{\Phi_{0д}}\approx 3\div 5$ — коэффициент рассеяния добавочных полюсов;

$s_{д}=b_{д}h_{д}$ — сечение сердечника.

Поток в основании полюса должен быть равен сумме потока в сечении на расстоянии x и потока, ответвившегося в якорь:

$$\Phi_{д}=B_{\mu д}s_{д}=B_{\mu x}s_{д}+\int_{0}^{x}B_{\delta x}b_{д}dx. \tag{1-61}$$

С другой стороны, по закону полного тока, обходя контур $hcdg$ по часовой стрелке, можно написать:

$$-\frac{B_{\delta д}}{\mu_{0}}\delta_{д}+\int_{0}^{x}\frac{B_{\mu x}}{\mu}dx+\frac{B_{\delta x}}{\mu_{0}}\delta_{д}=0. \tag{1-62}$$

Второй член в этом выражении представляет собой н. с., необходимую для проведения потока в стали на участке cd (μ — абсолютная магнитная проницаемость сердечника).

Дифференцируя полученные выражения, имеем:

$$\frac{dB_{\mu x}}{dx}s_{д}+B_{\delta x}b_{д}=0;$$

$$\frac{1}{\mu}B_{\mu x}+\frac{\delta_{д}}{\mu_{0}}\frac{dB_{\delta x}}{dx}=0.$$

Определяя $B_{\mu x}$ из второго равенства и подставляя в первое, получим:

$$-\frac{\delta_{д}s_{д}\mu}{\mu_{0}}\frac{d^{2}B_{\delta x}}{dx^{2}}+b_{д}B_{\delta x}=0.$$

Это уравнение может быть приведено к виду:

$$\frac{d^2 B_{\delta x}}{dx^2} - \frac{1}{h_д \delta_д \mu_r} B_{\delta x} = 0, \qquad (1\text{-}63)$$

где $\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0}$ — относительная магнитная проницаемость сердечника.

Полученное линейное дифференциальное уравнение второго порядка имеет решение:

$$B_{\delta x} = A_1 \varepsilon^{\alpha x} + A_2 \varepsilon^{-\alpha x}, \qquad (1\text{-}64)$$

где $\alpha = \frac{1}{\sqrt{\delta_д \mu_r h_д}}$ — абсолютное значение корней характеристического уравнения.

Решение для $B_{\mu x}$ находим из соотношения:

$$B_{\mu x} = -\mu_r \delta_д \frac{dB_{\delta x}}{dx} = -\mu_r \delta_д \alpha \left(A_1 \varepsilon^{\alpha x} - A_2 \varepsilon^{-\alpha x}\right) =$$

$$= \sqrt{\frac{\delta_д \mu_r}{h_д}} \left(A_2 \varepsilon^{-\alpha x} + A_1 \varepsilon^{\alpha x}\right) = \frac{1}{\alpha h_д} \left(A_2 \varepsilon^{-\alpha x} + A_1 \varepsilon^{\alpha x}\right) = \frac{B_{\delta x}}{\alpha h_д}. \qquad (1\text{-}65)$$

Постоянные A_1 и A_2 находим из граничных условий.

Первое из них состоит в том, что в основании сердечника (при $x = 0$) индукция равна $B_{\mu д}$:

$$B_{\mu д} = \frac{\Phi_д}{s_д} = \frac{1}{\alpha h_д} \left(A_2 + A_1\right);$$

отсюда

$$A_1 + A_2 = \Phi_д \frac{\alpha}{b_д}. \qquad (1\text{-}66)$$

Второе граничное условие состоит в том, что поток, ответвляющийся в воздушный зазор, должен быть равен $\Phi_{0д}$:

$$\Phi_{0д} = \frac{\Phi_д}{\sigma_д} = \int_0^{l_д} B_{\delta x} b_д dx = b_д \int_0^{l_д} \left(A_1 \varepsilon^{\alpha x} + A_2 \varepsilon^{-\alpha x}\right) dx =$$

$$= \frac{b_д}{\alpha} \left(A_1 \varepsilon^{\alpha x} - A_2 \varepsilon^{-\alpha x}\right) \Bigg|_{x=0}^{l_д} = \frac{b_д}{\alpha} \left[A_1 \left(\varepsilon^{\alpha l_д} - 1\right) - A_2 \left(\varepsilon^{-\alpha l_д} - 1\right)\right]. \qquad (1\text{-}67)$$

Решая уравнения (1-66) и (1-67) относительно A_1 и A_2, получаем:

$$\left.\begin{aligned} A_1 &= \Phi_д \frac{\alpha}{b_д} \frac{\varepsilon^{-\alpha l_д} + \frac{1}{\sigma_д} - 1}{\varepsilon^{\alpha l_д} + \varepsilon^{-\alpha l_д} - 2}; \\ A_2 &= \Phi_д \frac{\alpha}{b_д} \frac{\varepsilon^{\alpha l_д} - \frac{1}{\sigma_д} - 1}{\varepsilon^{\alpha l_д} + \varepsilon^{-\alpha l_д} - 2}. \end{aligned}\right\} \qquad (1\text{-}68)$$

Подставляя эти постоянные в (1-64) и (1-65), определяем индукцию в стали и в зазоре для любого сечения:

$$B_{\delta x} = \Phi_{д} \frac{\alpha}{b_{д}} \frac{\left(\varepsilon^{-\alpha l_{д}} - 1 + \frac{1}{\sigma_{д}}\right) \varepsilon^{\alpha x} + \left(\varepsilon^{\alpha l_{д}} - 1 - \frac{1}{\sigma_{д}}\right) \varepsilon^{-\alpha x}}{\varepsilon^{\alpha l_{д}} + \varepsilon^{-\alpha l_{д}} - 2}; \quad (1\text{-}69)$$

$$B_{\mu x} = \frac{\Phi_{д}}{s_{д}} \frac{\left(\varepsilon^{-\alpha l_{д}} - 1 + \frac{1}{\sigma_{д}}\right) \varepsilon^{\alpha x} + \left(\varepsilon^{\alpha l_{д}} - 1 - \frac{1}{\sigma_{д}}\right) \varepsilon^{-\alpha x}}{\varepsilon^{\alpha l_{д}} + \varepsilon^{-\alpha l_{д}} - 2}. \quad (1\text{-}70)$$

Исходя из того, что дополнительные полюса должны компенсировать поперечную н. с. якоря в зоне коммутации и создать поток $\Phi_{0.д}$ под каждым полюсом, можно определить н. с. обмотки пары дополнительных полюсов:

$$F_{д} = \tau A + \frac{B_{\mu д}}{\mu} l_{п} + 2\delta_{д} \frac{B_{\delta д}}{\mu_{0}}. \quad (1\text{-}71)$$

Из (1-69) при $x = 0$ имеем:

$$B_{\delta д} = \Phi_{д} \frac{\alpha}{b_{д}} = B_{\mu д} s_{д} \frac{\alpha}{b_{д}}.$$

Подставляя это значение в предыдущее выражение, получим:

$$F_{д} = \tau A + B_{\mu д} \left(\frac{l_{п}}{\mu} + 2\delta_{д} \frac{\alpha h_{д}}{\mu_{0}}\right).$$

Наконец, учитывая, что

$$\delta_{д} \alpha h_{д} = \frac{\delta_{д} h_{д}}{\sqrt{\delta_{д} h_{д} \mu_{r}}} = \sqrt{\frac{\delta_{д} h_{д}}{\mu_{r}}} = \frac{1}{\alpha \mu_{r}},$$

получим:

$$F_{д} = \tau A + \frac{l_{п} + \frac{2}{\alpha}}{\mu} B_{\mu д}. \quad (1\text{-}72)$$

Высота сердечника полюса $h_{д}$ выбирается так, чтобы он не был насыщен (при максимальной нагрузке индукция $B_{\mu д}$ должна составлять $1 \div 1{,}2$ *вб/м*²). Магнитная проницаемость материала сердечника определяется для ненасыщенного участка. Ее значение для сталей различных марок при $B \approx 1{,}1 \div 1{,}2$ *вб/м*² приведено в табл. 1-5.

Таблица 1-5

Марка стали		Э, ЭА	Э21	Э34	Э41	Э42	Э43
μ	*гн/м*	$1{,}74 \cdot 10^{-3}$	$9{,}23 \cdot 10^{-4}$	$2{,}36 \cdot 10^{-3}$	$1{,}3 \cdot 10^{-3}$	$1{,}29 \cdot 10^{-3}$	$1{,}28 \cdot 10^{-3}$
μ_r		1385	735	1880	1035	1027	1018

Марка стали		Э44	Э47	Э48	Э340	Э370
μ	*гн/м*	$2{,}3 \cdot 10^{-3}$	$2{,}36 \cdot 10^{-3}$	$2{,}4 \cdot 10^{-3}$	$2{,}8 \cdot 10^{-3}$	$1{,}16 \cdot 10^{-2}$
μ_r		1830	1880	1910	2230	9240

1-8. Электрические фильтры

Возникающие помехи и способы их подавления

Коллекторные машины являются весьма интенсивными источниками радиопомех, которые появляются вследствие быстрых изменений тока в короткозамкнутых щетками секциях при коммутации. Кроме того, имеют место пульсации э. д. с. и тока якоря. Пульсации эти вызывают в сети и приемниках, подключенных к ней, гармонические тока и напряжения, вредно отражающиеся на работе приемников, а также на устройствах связи и автоматики, расположенных поблизости.

Гармонические, вызываемые пульсацией э. д. с., могут быть найдены следующим образом. Принимая в первом приближении синусоидальное распределение индукции под полюсом, будем иметь синусоидальное изменение во времени э. д. с. каждой секции. Э. д. с. обмотки якоря, которая представляет сумму э. д. с. секций, входящих в какую-либо параллельную ветвь, будет также изменяться по синусоидальному закону. Такое изменение имеет место в течение периода коммутации, когда щетка перекрывает соседние коллекторные пластины. С момента начала коммутации следующей секции начинает повторяться закон изменения э. д. с. обмотки якоря, показанный на рис. 1-40. Период этой э. д. с.

$$T_0 = \frac{1}{f_я} = \frac{60}{pn}, \tag{1-73}$$

где n — число оборотов якоря в минуту.

Пульсирующая кривая э. д. с. обмотки якоря является периодической несинусоидальной кривой с периодом, равным периоду

коммутации

$$T=\frac{60}{nK}=T_0\frac{p}{K}. \qquad (1\text{-}74)$$

Среднее значение этой э. д. с.

$$E_{ср}=\frac{2}{T}\int\limits_0^{T/2}E_m\cos\omega_я t\,dt=\frac{2}{T}\frac{E_m}{\omega_я}\sin\omega_я\frac{T}{2}.$$

Учитывая, что

$$\omega_я T=\omega_я T_0\frac{p}{K}=2\pi f_я T_0\frac{p}{K}=2\pi\frac{p}{K},$$

получим:

$$E_{ср}=E_m\frac{K}{\pi p}\sin\pi\frac{p}{K}. \qquad (1\text{-}75)$$

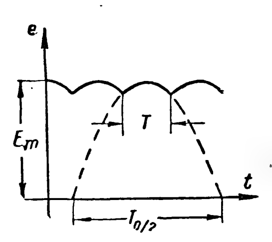


Рис. 1-40. Пульсации э. д. с. обмотки якоря

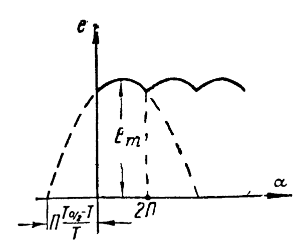


Рис. 1-41. Определение гармонических э. д. с. якоря

Найдем амплитуду основной и высших гармонических пульсирующей э. д. с. обмотки якоря. Для удобства перейдем к новой системе координат (рис. 1-41), положив $\omega' T=2\pi$:

$$\alpha=\omega' t=\omega_я\frac{T_0}{T}t. \qquad (1\text{-}76)$$

В новой системе координат начало кривой э. д. с. сдвинуто влево на величину

$$\pi\frac{\frac{T_0}{2}-T}{T}.$$

Учитывая это, можно уравнение э. д. с. якоря представить в виде:

$$e=E_m\sin\left(\omega_я t+\pi\frac{\frac{T_0}{2}-T}{T}\right)=E_m\sin\left(\alpha\frac{T}{T_0}+\pi\frac{\frac{T_0}{2}-T}{T}\right).$$

Так как кривая э. д. с. симметрична относительно оси ординат, разложение в ряд Фурье будет содержать только косинусоидальные

члены ($B_\nu = 0$). Амплитуда гармонической порядка ν определится при этом из выражения:

$$E_{m\nu} = C_\nu = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} E_m \sin\left(\alpha\frac{T}{T_0} + \pi\frac{\frac{T_0}{2} - T}{T}\right)\cos\nu\alpha d\alpha =$$

$$= -\frac{E_m}{2\pi}\left\{\frac{\cos\left[\left(\frac{T}{T_0} - \nu\right)2\pi + \pi\frac{\frac{1}{2}T_0 - T}{T}\right] - \cos\pi\frac{\frac{1}{2}T_0 - T}{T}}{\frac{T}{T_0} - \nu} + \right.$$

$$\left. + \frac{\cos\left[\left(\frac{T}{T_0} + \nu\right)2\pi + \pi\frac{\frac{1}{2}T_0 - T}{T}\right] - \cos\pi\frac{\frac{1}{2}T_0 - T}{T}}{\frac{T}{T_0} + \nu}\right\}.$$

Учитывая соотношение (1-74) между периодами T и T_0 и заменяя E_m через $E_{ср}$ из (1-75), полученное выражение можно привести к виду:

$$E_{m\nu} = E_{ср}\frac{2p^2}{K^2\nu^2 - p^2}\sin\pi\frac{K^2 + 2p^2}{2Kp}. \qquad (1\text{-}77)$$

Из этого выражения следует, что амплитуды гармонических определяются только числом пар полюсов и числом коллекторных пластин. По мере возрастания порядка гармонической ее амплитуда очень быстро убывает (примерно обратно пропорционально квадрату порядка). В табл. 1-6 приведены значения амплитуд гармонических в процентах от среднего значения э. д. с. для обмотки с $p = 1$, $K = Z = 9$, схема которой была приведена на рис. 1-27.

Таблица 1-6

ν	—	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
$\frac{E_{m\nu}}{E_{ср}}$	%	2,35	0,582	0,258	0,145	0,093	0,064	0,047	0,035	0,029	0,023	0,019	0,016	0,014	0,012	0,01

Частота основной гармонической пульсаций э. д. с., являющейся наиболее опасной (так как она имеет наибольшую амплитуду), равна

$$f_1 = \frac{1}{T} = \frac{n}{60}K. \qquad (1\text{-}78)$$

Для машины с $n = 4500$ *об/мин* и $K = 45$ она составит

$$f_1 = \frac{nK}{60} = \frac{4500 \cdot 45}{60} = 3375 \text{ гц}.$$

Согласно действующим в СССР нормам, самой низкой частотой радиопомех, начиная с которой следует осуществлять защиту, является частота $f_{мин} = 150$ *кгц*. Гармонические же, вызываемые пульсацией э. д. с., имеют сравнительно низкую частоту и не могут таким образом явиться источником радиопомех. От них следует защищать сеть и приемники, подключенные к ней.

Гораздо более опасным с точки зрения образования радиопомех является искрение, возникающее под щетками коллекторной машины. При этом создается непрерывный спектр высокочастотных колебаний, вредно отражающихся на работе близко расположенных радиоустройств. Это влияние будет тем сильнее, чем больше полоса пропускания радиоприемного устройства, так как при широкой полосе пропускания бо́льшее число вредных высокочастотных гармонических будет воздействовать на него.

Для защиты сети и подключенных к ней приемников от гармонических, вызванных пульсацией э. д. с. якоря, и для подавления радиопомех, создаваемых коллектором, в малых машинах применяется:

1) экранирование;

2) симметрирование обмоток машин с последовательным и смешанным возбуждением;

3) установка блокировочных конденсаторов, шунтирующих провода сети или шунтирующих фильтруемый провод на корпус машины;

4) использование электрических фильтров.

Экранирование является действенным методом защиты от радиопомех, но мало эффективно для подавления гармонических, вызванных пульсацией э. д. с. якоря. При наличии близко расположенных радиоприемных устройств электрическая машина полностью экранируется. Обычно роль такого экрана выполняет корпус машины, на который со стороны коллектора надевается защитный колпак, экранирующий коллектор. Вся проводка выполняется экранированным проводом, экран которого (наружная оплетка) соединяется с корпусом машины. С корпусом же посредством короткозамыкающей щетки соединяются валы электрических машин, имеющие большую поверхность, выходящие наружу и создающие значительные помехи.

Для машин с последовательным и смешанным возбуждением одним из эффективных методов подавления радиопомех является симметрирование обмоток возбуждения, которое состоит в том, что последовательная обмотка делится на две части, включаемые с разных сторон якоря. Для примера можно указать, что в одной из машин [Л. 1-17] наибольшее напряжение помех, составлявшее

500 *мкв*, после симметрирования обмоток возбуждения уменьшилось до 70 *мкв*.

Высшие гармонические, вызываемые как пульсацией э. д. с. якоря, так и искрением коллектора, могут замыкаться по различным контурам. Иногда они замыкаются по контуру, в который входит только один провод сети (обратный путь проходит по корпусу), и вызывают так называемые несимметричные помехи. Иногда в состав контура входят оба провода сети; помехи, вызываемые токами в таких контурах, называются симметричными. Следует заметить, что эквивалентное высокочастотное сопротивление сети сильно отличается от сопротивления тех приемников, которые к ней подключены. Таким сопротивлением, как правило, является емкость между проводами и емкость между отдельными деталями и корпусом. Определение эквивалентного высокочастотного сопротивления сети представляет довольно большие трудности и зачастую производится экспериментально на готовом объекте, подлежащем защите.

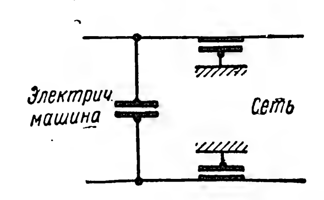


Рис. 1-42. Схема защиты от симметричных и несимметричных помех с помощью блокировочных конденсаторов

Действенной мерой для защиты от симметричных и несимметричных помех, вызываемых как пульсацией э. д. с., так и искрением коллектора, является применение блокировочных конденсаторов. Для подавления симметричных помех используются блокировочные конденсаторы, включаемые между проводами сети. Несимметричные помехи могут возникнуть как в одном, так и в другом проводе. Поэтому для их подавления включаются два блокировочных конденсатора, шунтирующих каждый провод на корпус. Чаще всего в последнем случае используются так называемые проходные конденсаторы, внутри которых проходит токонесущий стержень, включаемый последовательно с обмоткой якоря. Схема для защиты от симметричных и несимметричных помех с помощью блокировочных конденсаторов показана на рис. 1-42. В [Л. 1-17] приведена методика расчета таких конденсаторов.

Подавление помех электрическими фильтрами

Наиболее эффективным способом подавления помех, обусловленных как пульсацией э. д. с. якоря, так и искрением щеток, является использование электрических фильтров. Фильтр должен беспрепятственно пропустить постоянную составляющую напряжения или тока и задержать по возможности все гармонические. Этим определяется применение режущих фильтров низкой частоты для подавления помех, создаваемых коллекторными машинами. На рис. 1-43, *а* показана схема Г-образного, а на рис. 1-43, *б* — П-образного фильтров. По существу в каждом случае мы имеем два одинаковых фильтра, включаемых в оба провода сети. Это необхо-

димо для подавления несимметричных помех. Для защиты от симметричных помех достаточно было бы одного фильтра. Наилучшие результаты дает применение П-образного фильтра, в связи с чем фильтры этого типа ставятся для ответственных установок. В ряде случаев эффективность схем подавления помех повышают путем блокировки щеток на корпус машины проходными конденсаторами. В особо важных случаях применяют многозвенные комбинированные фильтры.

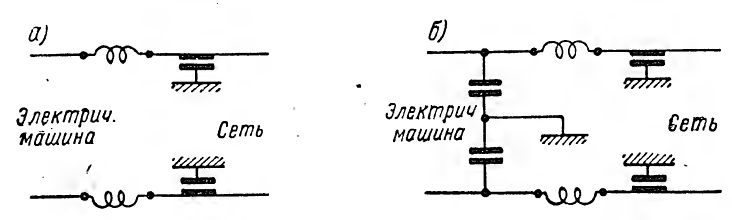


Рис. 1-43. Схемы фильтров, используемых для подавления помех в электрических машинах.

Рассмотрим работу Г-образного фильтра. В общем случае фильтр, рассматриваемый как четырехполюсник, может быть нагружен на сопротивление $Z_н$. Уравнения, определяющие его работу, имеют вид:

$$\dot{U}_1 = A\dot{U}_2 + B\dot{I}_2; \quad \dot{U}_2 = \dot{I}_2 Z_н,$$

здесь A и B — комплексные постоянные четырехполюсника.

Из этих уравнений имеем:

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_2\left(A + \frac{B}{Z_н}\right).$$

Коэффициент ослабления помехи получается равным

$$\dot{k}_0 = \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} = A + \frac{B}{Z_н}. \quad (1\text{-}79)$$

Рис. 1-44. К расчету Г-образного фильтра

Г-образный фильтр можно рассматривать (рис. 1-44) как частный случай Т-образного четырехполюсника, у которого

$$Z_1 = j\omega L; \quad Z_2 = 0; \quad Y_0 = j\omega C;$$

$$A = 1 + Z_1 Y_0 = 1 - \omega^2 ZC;$$

$$B = Z_1 + Z_2 + Z_1 Z_2 Y_0 = j\omega L.$$

Подставляя эти значения в (1-79), получим общее выражение для коэффициента ослабления помехи:

$$\dot{k}_0 = 1 - \omega^2 LC + j\frac{\omega L}{Z_н}. \quad (1\text{-}80)$$

Рассмотрим возможные варианты включения нагрузки. При работе фильтра на большое сопротивление (например, ламповая нагрузка)

$$Z_н \approx \infty \text{ и } k_0 = |1 - \omega^2 LC|.$$

Так как обычно выбирается $k_0 = 8 \div 10$, то это условие будет удовлетворено только в том случае, если $\omega^2 LC > 1$. Поэтому окончательно имеем:

$$k_0 = \omega^2 LC - 1. \qquad (1\text{-}81)$$

Из этого выражения следует, что если при выбранных значениях L и C подавляются помехи с наименьшей частотой, то тем более обеспечивается подавление помех с высокими частотами, так как для них величина k_0 будет больше. Выражение (1-81) позволяет определить нужную индуктивность при выбранной емкости или нужную емкость при выбранной индуктивности:

$$\left. \begin{aligned} L &= \frac{k_0 + 1}{\omega^2_{мин} C}; \\ C &= \frac{k_0 + 1}{\omega^2_{мин} L}. \end{aligned} \right\} \qquad (1\text{-}82)$$

Резонанс возможен при частоте

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{\omega_{мин}}{\sqrt{k_0 + 1}} < \omega_{мин}. \qquad (1\text{-}83)$$

Поскольку среди подавляемых помех отсутствуют гармонические с частотой меньше $\omega_{мин}$, то резонанс исключен, и работа фильтра будет устойчивой.

При работе фильтра на активную нагрузку $Z_н = R$ и

$$k_0 = \left| 1 - \omega^2 LC + j\frac{\omega L}{R} \right| = \sqrt{(1 - \omega^2 LC)^2 + \frac{\omega^2 L^2}{R^2}}. \qquad (1\text{-}84)$$

Снова замечаем, что при выборе L и C необходимо ориентироваться на частоту $\omega_{мин}$, так как для гармонических более высокого порядка k_0 будет больше.

Задаваясь емкостью, определяем необходимую индуктивность фильтра

$$L = \frac{1 + \sqrt{1 + (k_0^2 - 1)(1 + a_c^2)}}{\omega^2_{мин} C (1 + a_c^2)}, \qquad (1\text{-}85)$$

где

$$a_c = \frac{x_c}{R} = \frac{1}{RC\omega_{мин}}.$$

Если задаться индуктивностью, то необходимая емкость фильтра

$$C = \frac{1 + \sqrt{k_0^2 - a_L^2}}{L\omega_{\text{мин}}^2}, \tag{1-86}$$

где

$$a_L = \frac{x_L}{R} = \frac{\omega_{\text{мин}} L}{R}.$$

При активной нагрузке фильтра возможен резонанс напряжений, определяемый из условия

$$x = \omega L - \frac{\omega R^2 C}{\omega^2 R^2 C^2 + 1} = 0.$$

Резонансная частота

$$\omega_0 = \frac{\sqrt{d^2 - 1}}{RC}, \tag{1-87}$$

где

$$d = \frac{R}{\rho} \quad \text{и} \quad \rho = \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Для надежной работы фильтра необходимо, чтобы резонансная частота была меньше $\omega_{\text{мин}}$. Можно положить

$$\omega_{\text{мин}} = a_\omega \omega_0, \tag{1-88}$$

где $a_\omega = 2 \div 5$.

Выражения (1-84) и (1-87) дают возможность определить емкость фильтра, если их представить в виде:

$$k_0^2 = \left(1 - \omega_{\text{мин}}^2 LC\right)^2 + \frac{\omega_{\text{мин}}^2 L^2}{R^2};$$

$$\left(\frac{\omega_{\text{мин}} RC}{a_\omega}\right)^2 = \frac{R^2 C}{L} - 1.$$

Исключая L, получим:

$$\left(\frac{\omega_{\text{мин}} R}{a_\omega}\right)^4 \left[k_0^2 - (a_\omega - 1)^4\right] C^4 +$$

$$+ \omega_{\text{мин}}^2 R^2 \left[2\,\frac{k_0^2 + (a_\omega - 1)^2}{a_\omega^2} - 1\right] C^2 - 1 = 0.$$

Если a_ω выбрать так, чтобы было

$$k_0^2 - (a_\omega - 1)^4 \doteq 0 \quad \text{или} \quad a_\omega = \sqrt{k_0} + 1,$$

то это уравнение упростится:

$$\omega_{\text{мин}}^2 R^2 \left(2k_0^2 + k_0 - 2\sqrt{k_0} - 1\right) C^2 - a_\omega^2 = 0.$$

Отсюда

$$C = \frac{a_\omega}{\omega_{\text{мин}} R \sqrt{2k_0^2 + k_0 - 2\sqrt{k_0} - 1}}.$$

Учитывая, что

$$k_0 - 2\sqrt{k_0} - 1 \ll 2k_0^2,$$

с достаточной для практических расчетов точностью имеем:

$$C = \frac{\sqrt{k_0} + 1}{\sqrt{2}\, k_0 \omega_{\text{мин}} R}. \qquad (1\text{-}89)$$

При работе фильтра на индуктивную нагрузку

$$Z_{\text{н}} = j\omega L_{\text{н}}$$

и

$$k_0 = \left| 1 - \omega^2 LC + j \frac{\omega L}{j\omega L_{\text{н}}} \right| = \omega^2 LC - \frac{L}{L_{\text{н}}} - 1. \qquad (1\text{-}90)$$

Необходимая индуктивность фильтра при выбранной емкости:

$$L = \frac{k_0 + 1}{\omega_{\text{мин}}^2 L_{\text{н}} C - 1} L_{\text{н}}, \qquad (1\text{-}91)$$

а необходимая емкость при выбранной индуктивности

$$C = \frac{(k_0 + 1) L_{\text{н}} + L}{\omega_{\text{мин}}^2 L_{\text{н}} L}. \qquad (1\text{-}92)$$

При индуктивной нагрузке фильтра резонансные частоты будут определяться из условий $x = 0$ или $b = 0$.

Частота резонанса напряжений

$$\omega_0' = \sqrt{\frac{L + L_{\text{н}}}{L L_{\text{н}} C}}; \qquad (1\text{-}93)$$

частота резонанса токов

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{\text{н}} C}}. \qquad (1\text{-}94)$$

Надежная работа фильтра возможна только в том случае, когда наибольшая из этих частот (частота ω_0') будет меньше $\omega_{\text{мин}}$:

$$\omega_{\text{мин}} = a_\omega \omega_0'. \qquad (1\text{-}95)$$

Из (1-90) и (1-95) имеем:

$$k_0 L_{\text{н}} = \omega_{\text{мин}}^2 L_{\text{н}} LC - L - L_{\text{н}} = \left(a_\omega^2 - 1\right)\left(L + L_{\text{н}}\right).$$

Отсюда

$$L = L_{\text{н}} \left(\frac{k_0}{a_\omega^2 - 1} - 1 \right). \qquad (1\text{-}96)$$

Определив индуктивность, находим по формуле (1-92) емкость фильтра.

При работе фильтра на емкостную нагрузку

$$Z_{н} = \frac{1}{j\omega C_{н}}$$

и

$$k_0 = |1 - \omega^2 LC + j\omega L j\omega C_{н}| =$$
$$= -1 + \omega^2 LC + \omega^2 LC_{н} = \omega^2 L (C + C_{н}) - 1. \quad (1\text{-}97)$$

Необходимая индуктивность при выбранной емкости

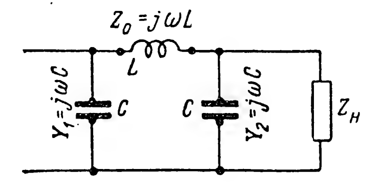


Рис. 1-45. К расчету П-образного фильтра

$$L = \frac{k_0 + 1}{\omega^2_{мин}(C + C_{н})}. \quad (1\text{-}98)$$

Необходимая емкость при выбранной индуктивности

$$C = \frac{k_0 + 1}{\omega^2_{мин} L} - C_{н}. \quad (1\text{-}99)$$

При емкостной нагрузке фильтра резонансная частота определится выражением:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L(C + C_{н})}} = \frac{\omega_{мин}}{\sqrt{k_0 + 1}} < \omega_{мин}. \quad (1\text{-}100)$$

Это означает, что возможность появления резонанса напряжений исключена.

Рассмотрим работу П-образного фильтра, изображенного на рис. 1-45. Обычно емкости выбираются одинаковыми, что делает фильтр симметричным и позволяет упростить его расчет. Такой фильтр можно рассматривать как симметричный П-образный четырехполюсник с параметрами:

$$Y_1 = Y_2 = j\omega C; \quad Z_0 = j\omega L;$$
$$A = D = 1 + Y_2 Z_0 = 1 - \omega^2 LC;$$
$$B = Z_0 = j\omega L;$$
$$C = Y_1 + Y_2 + Y_1 Y_2 Z_0 = Y_1(1 + A) = j\omega C(2 - \omega^2 LC).$$

Повторное сопротивление, то есть то сопротивление нагрузки, при котором входное сопротивление равно выходному, определяется, как известно, выражением

$$Z = \sqrt{\frac{B}{C}} = \frac{\rho}{\sqrt{2 - \omega^2 LC}},$$

где

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}. \qquad (1\text{-}101)$$

Постоянные A и B П-образного фильтра получились такими же, как и для фильтра Г-образного. Поэтому справедливым остается выражение (1-80) для коэффициента ослабления помехи. Рассмотрим работу фильтра при различном характере нагрузки.

Если фильтр работает на большое сопротивление ($Z_н \approx \infty$), справедливыми остаются выражения (1-82) для определения индуктивности фильтра при выбранной емкости или необходимой емкости при заданной индуктивности. В отличие от Г-образного фильтра возможны два резонанса:

резонанс напряжений для ветви L, C_2, определяемый условием

$$\omega L - \frac{1}{\omega C} = 0,$$

или

$$\omega_0' = \frac{1}{\sqrt{LC}}; \qquad (1\text{-}102)$$

резонанс токов для всей схемы, определяемый условием:

$$-\omega C + \frac{1}{\omega L - \frac{1}{\omega C}} = 0,$$

или

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{2}{LC}} = \sqrt{2}\,\omega_0'. \qquad (1\text{-}103)$$

Наибольшая из этих частот, учитывая соотношения (1-82),

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{2}{LC}} = \omega_{мин}\sqrt{\frac{2}{k_0 + 1}} < \omega_{мин},$$

что означает невозможность наступления резонанса при работе фильтра.

При работе фильтра на активную нагрузку $Z_н = R$ для определения необходимой индуктивности или емкости остаются справедливыми выражения (1-85) и (1-86). Резонанс напряжений может иметь место при частоте ω_0', определяемой выражением (1-87). Помимо этого, возможен резонанс токов для всей схемы, определяемый условием

$$b = \frac{\omega(\omega^2 R^2 C^2 + 1)\,[L(\omega^2 R^2 C^2 + 1) - R^2 C]}{\omega^2 [L(\omega^2 R^2 C^2 + 1) - R^2 C]^2 + R^2} - \omega C = 0.$$

Из этого выражения невозможно получить достаточно простое аналитическое решение для резонансной частоты. Решение может

быть найдено графическим способом. Первый член полученного выражения представляет собой реактивную проводимость b_L схемы без входной емкости фильтра, а второй член — реактивную проводимость b_C входной емкости. Зависимость этих проводимостей от частоты показана на рис. 1-46. Точка пересечения кривой b_L с осью абсцисс определяет частоту ω_0' резонанса напряжений, а точка пересечения кривой b_L с прямой b_C определяет частоту ω_0 резонанса токов. Расчеты показывают, что частота ω_0 не намного больше частоты ω_0'. Поэтому емкость фильтра может определяться по формуле (1-89), после чего индуктивность находится в соответствии с выражением (1-85).

При работе фильтра на индуктивную нагрузку коэффициент ослабления помехи, индуктивность фильтра и его емкость вычисляются по выражениям (1-90), (1-91) и (1-92). Помимо двух резонансов, определяемых выражениями (1-94) и (1-93), возможен резонанс токов для всей схемы, в соответствии с условием:

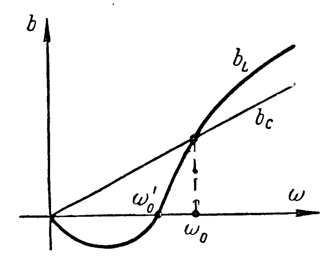


Рис. 1-46. Определение резонансных частот П-образного фильтра при емкостной нагрузке

$$b = \frac{\omega^2 L_н C - 1}{\omega L(\omega^2 L_н C - 1) - \omega L_н} - \omega C = 0.$$

Из этого условия получаем:

$$\omega_0'' = \sqrt{\frac{L + 2L_н + \sqrt{L^2 + 4L_н^2}}{2LL_нC}}. \qquad (1\text{-}104)$$

Нетрудно убедиться, что из всех резонансных частот эта частота будет наибольшей. Для устойчивой работы фильтра необходимо, чтобы

$$\omega_{мин} = a_\omega \omega_0''.$$

Кроме того, следует учесть, что

$$k_0 L_н = \omega_{мин}^2 LC - L - L_н.$$

Исключая из этих уравнений C, найдем:

$$L = L_н \frac{a_\omega^2 \sqrt{(k_0 + 1 - a_\omega^2)^2 + 4(a_\omega^2 - 1)} - (k_0 + 1 - a_\omega^2)(a_\omega^2 - 2)}{2(a_\omega^2 - 1)}.$$

Если выбрать

$$a_\omega = \sqrt{k_0 + 1},$$

получим очень простое выражение для индуктивности фильтра:

$$L = L_н \frac{a_\omega^2}{\sqrt{a_\omega^2 - 1}} \approx a_\omega L_н. \qquad (1\text{-}105)$$

Найдя индуктивность, по формуле (1-92) вычисляем емкость фильтра.

При работе фильтра на емкостную нагрузку

$$Z_н = \frac{1}{j\omega C_н}$$

остаются справедливыми выражения (1-97), (1-98) и (1-99) для коэффициента ослабления помехи, индуктивности или емкости фильтра. Частота ω_0' резонанса напряжений определится выражением (1-100). Кроме этого, возможен резонанс токов, в соответствии с условием:

$$\frac{1}{\omega C} = \omega L - \frac{1}{\omega (C + C_н)}.$$

Частота резонанса токов

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{C + 2C_н}{LC (C + C_н)}} \qquad (1\text{-}106)$$

несколько больше частоты резонанса напряжений. Для надежной работы фильтра необходимо чтобы,

$$\omega_{мин} = a_\omega \omega_0.$$

Кроме того, учтем, что при емкостной нагрузке

$$k_0 = \omega_{мин}^2 L \left(C + C_н\right) - 1.$$

Из этого условия найдем:

$$C = \frac{2a_\omega^2}{k_0 + 1 - a_\omega^2} C_н. \qquad (1\text{-}107)$$

Определив емкость, по формуле (1-98) находим индуктивность фильтра.

В тех случаях, когда электрическая машина используется как самостоятельный агрегат, элементы фильтра помещаются в экранированной коробке, располагаемой на корпусе машины, размеры которой зачастую сравнимы с размерами самой машины. Если же машина встраивается внутрь какого-либо устройства, для размещения элементов фильтра используются имеющиеся свободные места. При этом элементы одного и того же фильтра могут располагаться в разных местах, но обязательно внутри защитного кожуха, играющего роль экрана.

1-9. Характеристики

Рабочие характеристики

Малые машины постоянного тока используются в подавляющем большинстве случаев в качестве двигателей, рабочие свойства и характеристики которых определяются способом возбуждения.

В малых машинах находят применение все способы возбуждения: независимое, параллельное (шунтовое), последовательное (сериесное) и смешанное (компаундное). Последнее применяется сравнительно редко в тех случаях, когда машина должна удовлетворять специальным требованиям.

Характеристики малых машин подобны характеристикам машин средней мощности и могут быть получены как расчетным, так и экспериментальным путем. На них накладывает отпечаток целый ряд обстоятельств, специфичных для малых машин. Относительно велик собственный момент трения малых машин, который может достигать до 30% и более от номинального момента. Большому

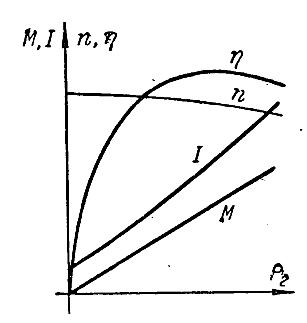


Рис. 1-47. Рабочие характеристики двигателя с параллельным возбуждением

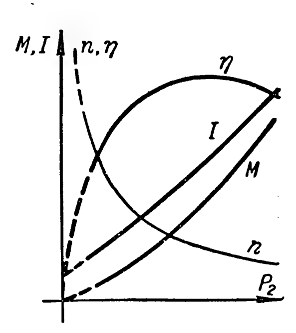


Рис. 1-48. Рабочие характеристики двигателя с последовательным возбуждением

моменту трения сопутствуют сравнительно большой ток холостого хода и относительно большие механические потери, достигающие 20—25% и более от номинальной мощности.

Относительно велики ток и потери возбуждения. Ток возбуждения в двигателях мощностью 150—250 *вт* составляет 5—10% от тока якоря, а в двигателях мощностью 5—10 *вт* доходит до 30—50%. Это, в свою очередь, влечет относительное увеличение потерь возбуждения, которые у машин мощностью 250 *вт* составляют 5%, а у машин мощностью 5—7 *вт* возрастают до 30% от номинальной мощности. Наличие относительно больших механических потерь и потерь на возбуждение приводит к снижению к. п. д., который у машин мощностью 200—250 *вт* составляет 50—65%, а у машин мощностью 5—10 *вт* падает до 25—30%.

Активное сопротивление обмотки якоря малых машин относительно больше, чем у машин средних, а тем более крупных. В результате э. д. с. якоря в малых машинах значительно меньше номинального напряжения и может составлять 80—90% этого напряжения, в то время как у машин средней мощности она отличается от напряжения всего лишь на несколько процентов. Относительно большое падение напряжения в якоре влечет за собой

уменьшение жесткости механических характеристик двигателя с параллельным возбуждением.

Для иллюстрации на рис. 1-47 и 1-48 приведены рабочие характеристики двигателей с параллельным и последовательным возбуждением при $U = \text{const}$.

У двигателя с параллельным возбуждением ток возбуждения постоянен, и магнитный поток с увеличением нагрузки уменьшается весьма незначительно за счет размагничивающего влияния поперечной реакции якоря. Скорость двигателя несколько падает с ростом нагрузки вследствие увеличения падения напряжения в обмотке якоря и уменьшения э. д. с.:

$$n = \frac{U - IR_я}{c_e\Phi} = \frac{E}{c_e\Phi}. \qquad (1\text{-}108)$$

Момент на валу

$$M = \frac{30}{\pi}\frac{P_2}{n} \qquad (1\text{-}109)$$

изменяется почти по линейному закону, так как скорость почти постоянна, и только при больших нагрузках он начинает расти несколько быстрее нагрузки.

Ток в якоре

$$I = \frac{M_э}{c_м\Phi} = \frac{M + M_0}{c_e\Phi} \qquad (1\text{-}110)$$

растет несколько быстрее момента за счет уменьшения потока, однако закон его изменения близок к линейному.

Из предыдущих выражений получаем уравнение механической характеристики $M = f(n)$ при $U = \text{const}$:

$$n = \frac{U}{c_e\Phi} - \frac{R_я}{c_e c_м \Phi^2}(M + M_0), \qquad (1\text{-}111)$$

которая для двигателя с параллельным возбуждением получается прямолинейной и жесткой (с ростом момента скорость падает незначительно). При введении в цепь якоря добавочного сопротивления скорость вращения с ростом момента падает быстрее, и характеристика получается более мягкой. Однако при этом падает пусковой момент

$$M_п = c_м\Phi I_п = c_м\Phi\frac{U}{R_я}, \qquad (1\text{-}112)$$

где $R_я = r_я + r_д$ — полное сопротивление цепи якоря.

При изменении потока изменяется скорость идеального холостого хода

$$n_0 = \frac{U}{c_e\Phi}, \qquad (1\text{-}113)$$

жесткость механической характеристики и пусковой момент. Если уменьшить ток возбуждения так, чтобы поток принял новое мень-

щее значение Ф′, то

$$n_0' = n_0 \frac{\Phi}{\Phi'};$$

$$M_п' = M_п \frac{\Phi'}{\Phi}. \qquad (1\text{-}114)$$

Таким образом, с уменьшением потока возрастает скорость холостого хода и падает пусковой момент, что приводит к значительному смягчению механической характеристики. При увеличении напряжения механическая характеристика смещается вверх параллельно самой себе, а при уменьшении напряжения — смещается вниз. Жесткость ее при этом не меняется. Все вышеизложенное относительно влияния различных факторов на вид механической характеристики иллюстрируется рис. 1-49.

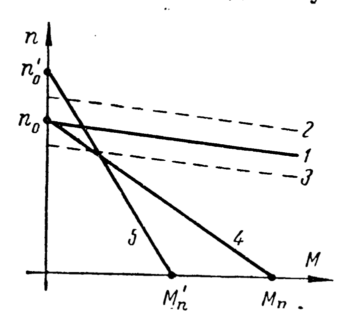


Рис. 1-49. Механические характеристики двигателя с параллельным возбуждением:
1 — характеристика при $U = U_н$; 2 — характеристика при $U > U_н$; 3 — характеристика при $U < U_н$; 4 — характеристика при введении добавочного сопротивления в цепь якоря и $U = U_н$; 5 — характеристика при $\Phi < \Phi_н$ и $U = U_н$

У малых двигателей с последовательным возбуждением при нагрузках вплоть до номинальной магнитная система насыщается незначительно, и магнитный поток можно считать пропорциональным току в якоре:

$$\Phi = c_\Phi I. \qquad (1\text{-}115)$$

Учитывая уравнения (1-108), (1-109) и (1-110), справедливые и для двигателя с последовательным возбуждением, получаем выражения, определяющие его рабочие характеристики:

$$P_2 = \frac{\pi n}{30}\left[\frac{c_м c_\Phi U^2}{(c_e c_\Phi n + R_я)^2} - M_0\right]; \qquad (1\text{-}116)$$

$$P_2 = \frac{\pi}{30 c_e c_\Phi}\left(\frac{U}{I} - R_я\right)\left(c_м c_\Phi I^2 - M_0\right); \qquad (1\text{-}117)$$

$$P_2 = \frac{\pi}{30}\frac{M}{c_e c_\Phi}\left(U\sqrt{\frac{c_м c_\Phi}{M + M_0}} - R_я\right). \qquad (1\text{-}118)$$

Из основных уравнений находятся выражения, определяющие скоростную ($n = f(I)$ при U=const) и механическую характеристики:

$$n = \frac{1}{c_e c_\Phi}\left(\frac{U}{I} - R_я\right); \qquad (1\text{-}119)$$

$$M = \frac{c_м c_\Phi U^2}{(c_e c_\Phi n + R_я)^2} - M_0. \qquad (1\text{-}120)$$

Кроме того, можно показать, что момент двигателя с последовательным возбуждением при пренебрежении насыщением пропорционален квадрату тока в якоре:

$$M = c_М \Phi I - M_0 = c_М c_\Phi I^2 - M_0. \qquad (1\text{-}121)$$

Характеристики двигателя с последовательным возбуждением приведены на рис. 1-48, 1-50 и 1-51.

Двигатель со смешанным возбуждением сочетает свойства как шунтового, так и сериесного двигателей, в связи с чем его характе-

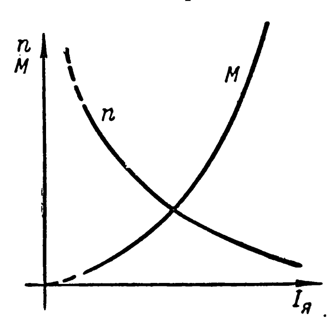


Рис. 1-50. Скоростная характеристика и зависимость момента от тока в якоре для двигателя с последовательным возбуждением

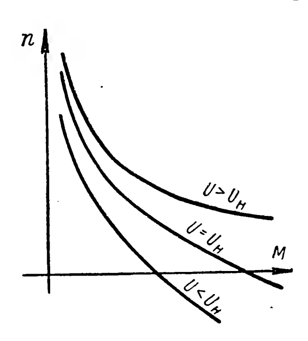


Рис. 1-51. Механические характеристики двигателя с последовательным возбуждением

ристики являются промежуточными, приближаясь к характеристикам того или иного в зависимости от соотношения между намагничивающими силами параллельной и последовательной обмоток.

Регулирование скорости

Нередко требуется стабилизация скорости вращения двигателя, что достигается либо его включением по специальной схеме, либо применением встроенного центробежного вибрационного регулятора. Однако чаще в схемах автоматики, в следящих системах и т. п. требуется регулирование скорости двигателя, которое осуществляется или по заданному закону или же производится непрерывно в соответствии с изменением входного сигнала, воздействующего на систему.

Различные методы регулирования скорости вращения характеризуются следующими показателями, определяющими статические и динамические свойства:

1. Диапазон регулирования, определяемый отношением максимальной скорости вращения к минимальной

$$k_\omega = \frac{\omega_{макс}}{\omega_{мин}}, \qquad (1\text{-}122)$$

которое называется кратностью регулирования.

2. Плавность регулирования. При возможности непрерывного изменения скорости от минимального до максимального регулирование является плавным. При изменении скорости скачками получаем ступенчатое регулирование, характеризующееся отношением скоростей при переходе с одной ступени на другую:

$$k_п = \frac{\omega_i}{\omega_{i+1}}. \qquad (1\text{-}123)$$

3. Жесткость механических характеристик, определяемая выражением:

$$\beta_р = -\frac{dM}{d\omega}. \qquad (1\text{-}124)$$

4. Направление изменения скорости вращения. Различают регулирование «вверх» и «вниз» от номинальной скорости. При регулировании «вверх». скорость возрастает; при регулировании «вниз» она уменьшается.

5. Экономичность регулирования, определяемая коэффициентом полезного действия:

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + \Delta P}, \qquad (1\text{-}125)$$

где P_2 — полезная мощность на валу;

ΔP — потери в системе с регулировочным устройством.

6. Допустимая нагрузка двигателя, определяемая нагревом (потерями) и условиями охлаждения.

7. Статическая устойчивость регулирования, определяемая коэффициентом устойчивости

$$S_\omega = \frac{dM}{d\omega} : \frac{dM_c}{d\omega}, \qquad (1\text{-}126)$$

где M — момент двигателя;

M_c — момент сопротивления на валу.

Для устойчивой работы, как известно, необходимо, чтобы было $S_\omega < 1$.

8. Мощность, необходимая для управления двигателем.

9. Быстродействие, определяемое временем нарастания скорости при подаче единичного входного сигнала.

10. Напряжение трогания — то напряжение, при котором ротор двигателя трогается с места. Чем больше собственный момент трения машины (трение щеток о коллектор и трение в подшипниках), тем выше напряжение трогания. Чем меньше это напряжение, тем выше точность системы.

Наиболее распространенными двигателями в следящих системах являются двигатели серии СЛ мощностью от 3,5 до 230 *вт*. Эти двигатели выполняются с независимым возбуждением, последовательными, последовательными реверсивными и универсальными,

работающими на постоянном и переменном токе. В тех случаях, когда требуется стабилизация скорости, двигатели серии СЛ снабжаются вибрационным центробежным регулятором.

В устройствах с повторно-кратковременным режимом работы используются двигатели серий МУ и МУК, выполняемые с независимым, параллельным и последовательным возбуждением. Реверсивные двигатели этих серий имеют две последовательные обмотки возбуждения, обеспечивающие правое или левое направление вращения.

Для совместной работы с электромашинным усилителем используются двигатели серии МИ с независимым возбуждением.

Кроме того, находят применение двигатели постоянного тока серии ПЛ с параллельным возбуждением. Мощность двигателей всех типов лежит примерно в тех же пределах, что и мощность двигателей серии СЛ. Номинальное напряжение двигателей может быть весьма разнообразным. В практике можно встретить двигатели с напряжением 4, 6, 12, 18, 22, 24, 25, 27, 36, 50, 55, 60, 80, 90, 110, 127, 220 и даже 260 вольт. Нередки случаи, когда обмотка якоря выполняется на одно напряжение, а обмотка возбуждения на другое. Все определяется структурой системы управления двигателем и той аппаратурой, которая для этого используется.

Двигатели постоянного тока получили широкое распространение благодаря достоинствам, которые им присущи. Они дают возможность получать практически любую скорость вращения, позволяют плавно и просто регулировать ее в широком диапазоне. Экономичность регулирования путем изменения напряжения или потока получается высокой. Весьма ценным качеством двигателей постоянного тока является линейность их механических и, в большинстве случаев, регулировочных характеристик. Двигатели эти не имеют самохода, обладают большим пусковым моментом, а по габаритам и весу часто значительно меньше управляемых двигателей переменного тока.

Вместе с тем двигателям постоянного тока присущи довольно существенные недостатки, ограничивающие область их применения. Основным недостатком является наличие скользящего контакта между щеткой и коллектором. Непостоянство свойств этого контакта приводит к нестабильности характеристик и параметров двигателя. Искрение, сопровождаемое подгоранием коллектора и щеток в совокупности с их износом, ведет к загрязнению двигателя и необходимости систематического ухода за ним. Негерметизированные двигатели постоянного тока нельзя устанавливать во взрывоопасных помещениях. Независимо от конструктивного выполнения их часто приходится снабжать устройствами для подавления гармонических напряжения и тока, возникающих при работе.

Большинство показателей, определяющих различные методы регулирования, характеризует всю систему и не может явиться предметом рассмотрения в этом разделе. Остановимся на тех по-

казателях и характеристиках, которые характеризуют саму машину постоянного тока, подвергающуюся регулированию.

Из уравнения (1-108) следует, что регулирование скорости вращения якоря можно осуществлять тремя путями:

1) изменением приложенного напряжения U;
2) изменением сопротивления цепи якоря $R_я$;
3) изменением магнитного потока Ф.

Напряжение на зажимах двигателя изменяют путем регулирования тока возбуждения генератора, которым в системах автоматики чаще всего является электромашинный усилитель. Регулирование напряжения на зажимах двигателей малой мощности может осуществляться потенциометром. Скорость вращения при этом способе регулирования можно изменять в очень широких пределах. Потери мощности невелики, в связи с чем экономичность регулирования получается высокой.

Способ регулирования скорости путем включения в цепь якоря добавочного регулировочного реостата прост и надежен, но очень неэкономичен. Особенно велики потери при малых скоростях вращения, когда сопротивление реостата велико.

Магнитный поток двигателя регулируют, изменяя ток возбуждения. Этот метод регулирования для двигателей с параллельным возбуждением наиболее прост и экономичен, так как потери в регулировочном реостате, включаемом в цепь возбуждения, невелики. Однако скорость регулируется в основном вверх от номинальной, диапазон регулирования сравнительно невелик ($k_\omega = 4—5$) и работа при малых токах возбуждения становится неустойчивой.

Влияние различных способов регулирования скорости на механические характеристики двигателя с независимым возбуждением рассмотрено выше и иллюстрируется рис. 1-49. Рассмотрим этот вопрос применительно к двигателю с последовательным возбуждением.

Из выражения (1-120) следует, что с ростом напряжения механическая характеристика деформируется и смещается вверх. При постоянной скорости вращения момент изменяется пропорционально квадрату напряжения, что дает зависимость, аналогичную скоростной характеристике. Сказанное иллюстрируется рис. 1-51.

Регулирование скорости введением сопротивления в цепь якоря эквивалентно уменьшению напряжения на зажимах двигателя на величину падения напряжения в добавочном реостате. Характеристики получаются такими же, как и в предыдущем случае и по мере увеличения сопротивления цепи якоря смещаются все ниже и ниже. При постоянном моменте на валу постоянным будет ток в якоре, и для двигателя с введенным добавочным сопротивлением $r_д$ в цепь якоря выражение (1-119) примет вид:

$$n' = \frac{Ur_я}{c_e c_Ф I} - \frac{r_я + r_д}{c_e c_Ф} = \frac{1}{c_e c_Ф}\left(\frac{U}{I} - r_я - r_д\right).$$

Вычитая эти равенства, получим:

$$\Delta n = n - n' = \frac{r_д}{c_e c_Ф}. \qquad (1\text{-}127)$$

Это означает, что при постоянном моменте падение скорости вращения пропорционально добавочному сопротивлению.

Регулирование магнитного потока двигателя с последовательным возбуждением осуществляется путем шунтирования регулировочными реостатами обмотки якоря и обмотки возбуждения (рис. 1-52). При уменьшении сопротивления $R_{ш.\,я}$, шунтирующего якорь, возрастает ток в обмотке возбуждения, поток увеличивается и скорость падает. При уменьшении сопротивления $R_{ш.\,в}$, шунтирующего обмотку возбуждения, уменьшается ток возбуждения и поток, а скорость возрастает.

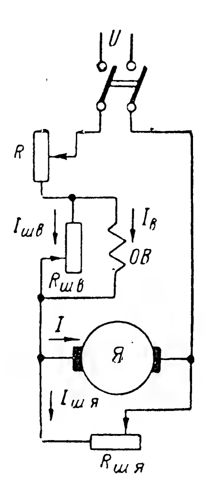


Рис. 1-52. Регулирование потока двигателя с последовательным возбуждением

При шунтировании только обмотки якоря имеем следующую систему уравнений ($I_{ш.\,в}=0$):

$$\left.\begin{aligned} U &= I_в r_в + I r_я + c_e n Ф; \\ Ф &= c_Ф I_в; \\ M + M_0 &= c_М Ф I; \\ I_в &= I + I_{ш.\,я}; \\ U &= I_в r_в + I_{ш.\,я} R_{ш.\,я}. \end{aligned}\right\} \qquad (1\text{-}28)$$

Исключая Ф, $I_в$, I и $I_{ш.\,я}$, получим уравнение механической характеристики:

$$M = c_М c_Ф U^2 \frac{(R_{ш.\,я} - c_e c_Ф n)[r_я r_в + (r_я + r_в + R_{ш.\,я}) R_{ш.\,я}]}{(r_в + R_{ш.\,я})[r_я r_в + (r_я + r_в + c_e c_Ф n) R_{ш.\,я}]^2} - M_0. \qquad (1\text{-}129)$$

Из этого выражения следует, что при отсутствии электромагнитного момента скорость идеального холостого хода

$$n_0 = \frac{R_{ш.\,я}}{c_e c_Ф}. \qquad (1\text{-}130)$$

Этим работа двигателя с якорем, шунтированным сопротивлением, существенно отличается от работы нормального двигателя последовательного возбуждения. В последнем случае, как следует из выражения (1-120), работа в режиме холостого хода недопустима, так как двигатель идет в разнос. Обычно момент должен быть не меньше 20—25% от номинального. И только у двигателей мощностью до 10—20 *вт* с относительно большим собственным момен-

том трения допустима работа при отсутствии нагрузки на валу. Нетрудно усмотреть, что при $R_{ш.я} = \infty$, выражение (1-129) переходит в (1-120). Вид механических характеристик при различных значениях сопротивления, шунтирующего якорь, показан на рис. 1-53.

При шунтировании только обмотки возбуждения ($I_{ш.я} = 0$) получим систему уравнений почти такую же, как (1-128), с тем отличием, что два последних равенства будут иметь вид:

$$\left.\begin{aligned} I &= I_в + I_{ш.в}; \\ I_{ш.в} R_{ш.в} &= I_в r_в. \end{aligned}\right\} \qquad (1\text{-}131)$$

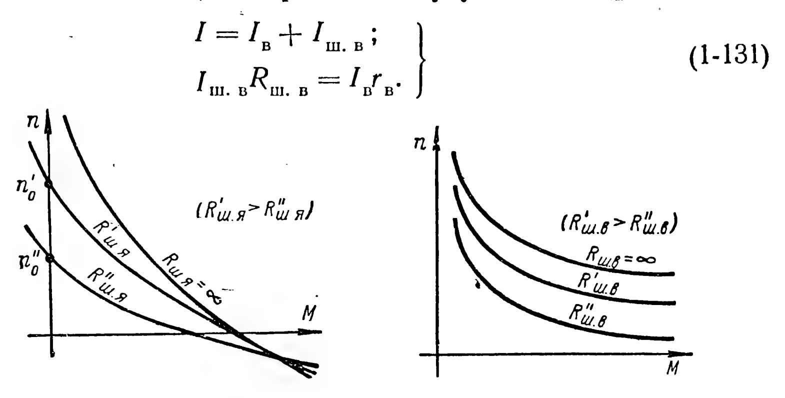


Рис. 1-53. Влияние шунтирования якоря на механическую характеристику двигателя с последовательным возбуждением

Рис. 1-54. Влияние шунтирования обмотки возбуждения на механическую характеристику сериесного двигателя

Исключая Ф, $I_в$, I и $I_{ш.в}$, найдем:

$$M = c_М c_Ф U^2 \frac{(r_в + r_{ш.в}) R_{ш.в}}{[r_я r_в + (r_я + r_в + c_e c_Ф n) R_{ш.в}]^2} - M_0; \qquad (1\text{-}132)$$

при $R_{ш.в} = \infty$ это выражение также переходит в (1-120).

При шунтировании обмотки возбуждения работа в режиме холостого хода, как явствует из (1-132), невозможна. При малых моментах на валу работа получается неустойчивой. Влияние шунтирования обмотки возбуждения на механическую характеристику сериесного двигателя показано на рис. 1-54.

Находят применение и другие более сложные комбинированные схемы, рассматривать которые здесь не будем. Следует заметить, что для двигателя с последовательным возбуждением характеристики, получаемые при всех способах регулирования, не обеспечивают устойчивых скоростей, так как механические характеристики получаются круто падающими, и скорости в сильной степени зависят от момента нагрузки на валу. Сравнительно небольшое изменение момента вызывает ощутимое изменение скорости.

В некоторых случаях регулирование скорости двигателя с независимым возбуждением производится включением сопротивлений последовательно и параллельно с якорем, как показано на рис. 1-55. Для этой схемы имеем ($\Phi = \text{const}$):

$$\left.\begin{aligned} U &= I_0 r_\partial + I r_я + c_e n\Phi; \\ M + M_0 &= c_М \Phi I; \\ I_0 &= I + I_{ш.\,я}; \\ U &= I_0 r_\partial + I_{ш.\,я} R_{ш.\,я}. \end{aligned}\right\} \qquad (1\text{-}133)$$

Исключая Φ, I_0, I и $I_{ш.\,я}$, получим:

$$n = \frac{U}{c_e\Phi} \cdot \frac{R_{ш.\,я}}{r_\partial + R_{ш.\,я}} - \frac{M + M_0}{c_e c_М \Phi^2} \cdot \frac{r_я r_\partial + (r_я + r_\partial) R_{ш.\,я}}{r_\partial + R_{ш.\,я}}. \qquad (1\text{-}134)$$

При $R_{ш.\,я} = \infty$ (учитывая, что $r_я + r_\partial = R_я$) это выражение переходит в (1-111). Наличие сопротивления, шунтирующего якорь, не изменяет линейность механической характеристики. Скорость идеального холостого хода

$$n_0' = \frac{U}{c_e\Phi} \cdot \frac{R_{ш.\,я}}{r_\partial + R_{ш.\,я}} = n_0 \frac{R_{ш.\,я}}{r_\partial + R_{ш.\,я}} \qquad (1\text{-}135)$$

при шунтировании якоря становится несколько меньше. Пусковой момент, определяющий точку пересечения механической характеристики с осью абсцисс, для нормального двигателя равен:

$$M_п = c_М \Phi I_п = c_М \Phi \frac{U}{R_я}. \qquad (1\text{-}136)$$

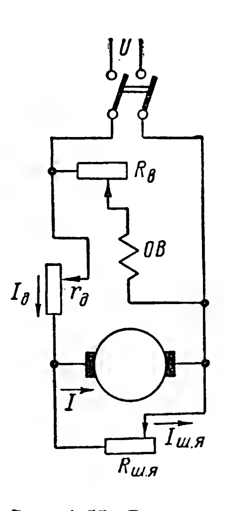


Рис. 1-55. Регулирование скорости двигателя с независимым возбуждением шунтированием якоря

Для двигателя с шунтированным якорем он составит:

$$M_п' = c_М \Phi I_п' = c_М \Phi \frac{U}{r_я + r_\partial + \dfrac{r_я r_\partial}{R_{ш.\,я}}}. \qquad (1\text{-}137)$$

Пусковой ток $I_п'$ легко находится из рассмотрения схемы рис. 1-55 при условии, что $n = 0$. Сравнивая полученные выражения, приходим к выводу, что при наличии сопротивления, шунтирующего якорь, пусковой момент также уменьшается.

Наклон механической характеристики определяется величиной, обратной жесткости. Для нормального двигателя она равна:

$$-\frac{dn}{dM} = \frac{1}{\beta_р} = \frac{R_я}{c_e c_М \Phi^2}. \qquad (1\text{-}138)$$

Для двигателя с шунтированным якорем она составит:

$$-\frac{dn'}{dM}=\frac{1}{\beta'_{р}}=\frac{1}{c_e c_М \Phi^2}\cdot\frac{r_я r_д+(r_я+r_д)R_{ш.\,я}}{r_д+R_{ш.\,я}}. \qquad (1\text{-}139)$$

Отношение этих величин:

$$\left(-\frac{dn'}{dM}\right):\left(-\frac{dn}{dM}\right)=\frac{\beta_р}{\beta'_р}=\frac{r_я r_д+(r_я+r_д)R_{ш.\,я}}{(r_я+r_д)r_д+(r_я+r_д)R_{ш.\,я}}<1. \qquad (1\text{-}140)$$

Это означает, что при шунтировании якоря сопротивлением механическая характеристика становится более жесткой. Влияние шунтирования якоря на механическую характеристику двигателя с независимым возбуждением иллюстрируется рис. 1-56.

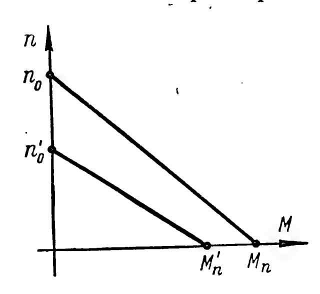


Рис. 1-56. Влияние шунтирования якоря на механическую характеристику двигателя с независимым возбуждением

Пуск в ход двигателей малой мощности производится обычно без пусковых реостатов включением под полное напряжение. Вследствие большого активного сопротивления обмотки якоря пусковой ток сравнительно невелик, а его кратность составляет 3—6. Время разбега двигателя малой мощности незначительно, и кратковременное увеличение тока при пуске не является опасным. Аналогично тому, как это делается для двигателей средних и крупных, с целью увеличения пускового момента стремятся увеличить магнитный поток, для чего у двигателей с параллельным возбуждением выводят реостаты в цепи возбуждения, а последнюю включают до сопротивлений в цепи якоря. В тех случаях, когда скорость двигателя регулируется, схема регулирования перед пуском приводится в состояние, соответствующее минимальной скорости.

Обобщенные характеристики

Пользование рабочими характеристиками в их непосредственном виде, когда каждая величина имеет свою размерность, затрудняет сравнение машин разных габаритов с различными обмоточными данными. Расчет электродвигателей малой мощности и их подбор для конкретной схемы автоматического управления значительно упрощается, если рабочие характеристики представить в обобщенном виде. Для придания характеристикам универсального характера, независимо от мощности машин и их конструктивных особенностей, воспользуемся системой относительных единиц, выражая действительные величины в долях от базисных значений.

За базисные значения тока, момента и мощности примем их значения при пуске. За базисное значение скорости примем для ма-

шин с независимым возбуждением скорость идеального холостого хода, когда э. д. с. якоря в точности равна приложенному напряжению; для машин с последовательным возбуждением соответственно примем скорость реального холостого хода, которая установилась бы при наличии только момента потерь холостого хода. При этих условиях ток, момент, мощность и скорость в относительных единицах:

$$\left.\begin{aligned}\underline{I} = \frac{I}{I_п}; \quad \underline{M} = \frac{M}{M_п}; \quad \underline{M}_0 = \frac{M_0}{M_п};\\ \underline{M}_э = \frac{M_э}{M_п}; \quad \underline{P} = \frac{P_2}{P_п}; \quad \nu = \frac{n}{n_0},\end{aligned}\right\} \qquad (1\text{-}141)$$

где M — момент на валу;

M_0 — момент потерь холостого хода;

$M_э$ — электромагнитный момент;

P_2 — полезная мощность, развиваемая двигателем.

Рабочие характеристики могут быть построены либо в зависимости от момента нагрузки на валу, либо в зависимости от полезной мощности, развиваемой двигателем.

Рассмотрим построение обобщенных рабочих характеристик машин с независимым возбуждением в функции от момента на валу. Будем предполагать, что поток машины остается постоянным при различных режимах работы, т. е. будем пренебрегать незначительным размагничивающим влиянием реакции якоря. Следует заметить, что исполнительные двигатели постоянного тока, используемые в устройствах автоматического управления, имеют ненасыщенную магнитную систему и практически размагничивающее влияние реакции якоря в них отсутствует.

Основные уравнения машины с независимым возбуждением имеют, как известно, вид:

$$\left.\begin{aligned}U &= Ir_я + c_e n\Phi;\\ M_э &= M + M_0 = c_М I\Phi;\\ P_2 &= M\omega = \frac{\pi}{30} Mn.\end{aligned}\right\} \qquad (142)$$

Базисные значения тока, момента, мощности и скорости будут соответственно равны:

$$\left.\begin{aligned}I_п = \frac{U}{r_я}; \quad M_п = c_М I_п\Phi;\\ P_п = UI_п; \quad n_0 = \frac{U}{c_e\Phi}.\end{aligned}\right\} \qquad (1\text{-}143)$$

Из этих уравнений получаем:

$$\underline{I} = \frac{I}{I_п} = \frac{M_э}{M_п} = \frac{M + M_0}{M_п} = \underline{M}_0 + \underline{M}; \qquad (1\text{-}144)$$

$$\nu = \frac{n}{n_0} = \frac{U - Ir_я}{c_e \Phi n_0} = 1 - \frac{Ir_я}{U} = 1 - \underline{I} = 1 - \underline{M}_0 - \underline{M}; \qquad (1\text{-}145)$$

$$\underline{P} = \frac{P_2}{P_п} = \frac{\pi}{30} \frac{Mn}{UI_п} = \frac{\pi}{30} \frac{MM_п \nu n_0}{UI_п} = \frac{\pi}{30} \frac{c_М}{c_e} \underline{M}\nu.$$

Учитывая, что

$$M_э = \frac{EI}{\omega} = \frac{c_e n \Phi I}{\omega} = \frac{30}{\pi} c_e \Phi I = c_М \Phi I,$$

имеем:

$$\frac{\pi}{30} \frac{c_М}{c_e} = 1$$

и

$$\underline{P} = \underline{M}\nu = \left(1 - \underline{M}_0\right) \underline{M} - \underline{M}^2. \qquad (1\text{-}146)$$

Из уравнения (1-145) следует, что при пуске $\nu = 0$ и $\underline{M} = 1 - \underline{M}_0$. Таким образом, относительное значение момента на валу может изменяться в пределах $0 \leqslant \underline{M} \leqslant 1 - \underline{M}_0$.

Зависимость тока от момента $\underline{I} = f\left(\underline{M}\right)$ (уравнение 1-144) является линейной и возрастающей. При холостом ходе $\left(\underline{M} = 0\right)$ $\underline{I} = \underline{M}_0$, а при пуске $\underline{I} = 1$.

Механическая характеристика $\nu = f\left(\underline{M}\right)$ (уравнение 1-145) является также линейной, но имеет падающий характер. При холостом ходе $\nu = 1 - \underline{M}_0$, а при пуске $\nu = 0$.

Зависимость мощности от момента $\underline{P} = f\left(\underline{M}\right)$ (уравнение 1-146) является параболической. При пуске и при холостом ходе $\underline{P} = 0$. Максимум полезной мощности, развиваемой двигателем, имеет место при

$$\underline{M}_P = \frac{1 - \underline{M}_0}{2}$$

и равен

$$\underline{P}_{макс} = \left(\frac{1 - \underline{M}_0}{2}\right)^2. \qquad (1\text{-}147)$$

На рис. 1-57 показаны обобщенные характеристики двигателя с $\underline{M}_0 = 0,25$.

Интересно отметить, что точка пересечения прямых $\underline{I}$ и ν соответствует работе двигателя с половинной скоростью:

$$\underline{I} = \nu = 0,5; \quad \underline{M} = \frac{1 - 2\underline{M}_0}{2}; \quad \underline{P} = \frac{1 - 2\underline{M}_0}{4} =$$

$$= \underline{P}_{макс} \frac{1 - 2\underline{M}_0}{(1 - \underline{M}_0)^2} < \underline{P}_{макс}.$$

В точке, соответствующей максимуму полезной мощности (при $\underline{M} = \underline{M}_p$), относительные значения момента и скорости равны:

$$\nu = \frac{1 - \underline{M}_0}{2} = \underline{M}_p, \quad \text{а} \quad I = \frac{1 - \underline{M}_0}{2}.$$

Обобщенные рабочие характеристики в функции полезной мощности, развиваемой двигателем, могут быть получены следующим образом. Решая уравнение (1-146) относительно $\underline{M}$, получим

$$\underline{M} = \frac{1 - \underline{M}_0}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{1 - \underline{M}_0}{2}\right)^2 - \underline{P}} = \sqrt{\underline{P}_{\text{макс}}} \pm \sqrt{\underline{P}_{\text{макс}} - \underline{P}}. \tag{1-148}$$

Характеристика, определяемая этим уравнением, имеет, естественно, вид параболы. Номинальная мощность двигателя значительно меньше $\underline{P}_{\text{макс}}$, а номинальный момент в несколько раз меньше пускового. Поэтому

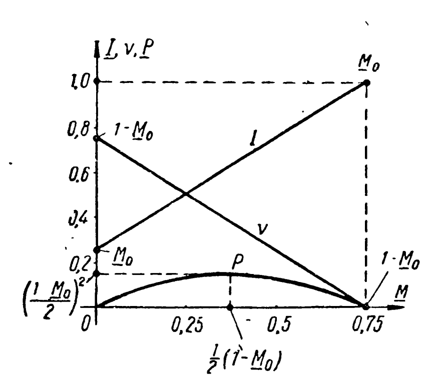


Рис. 1-57. Обобщенные характеристики двигателя с независимым возбуждением

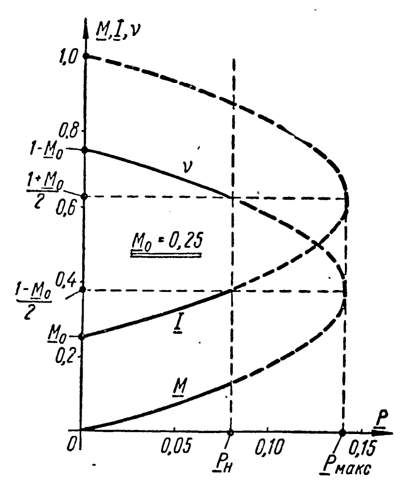


Рис. 1-58. Обобщенные рабочие характеристики двигателя с независимым возбуждением в функции полезной мощности

рабочим участком характеристики $\underline{M} = f(\underline{P})$ является ее начальная часть, отмеченная на рис. 1-58 сплошной линией. Для построения только этого участка в уравнении (1-148) перед корнем следует брать знак минус.

Подставляя полученное выражение $\underline{M}$ в уравнения (1-144) и (1-145), имеем:

$$I = \underline{M}_0 + \underline{M} = \frac{1 + \underline{M}_0}{2} \pm \sqrt{\left(\frac{1 - \underline{M}_0}{2}\right)^2 - \underline{P}} =$$

$$= \frac{1 + \underline{M}_0}{2} \pm \sqrt{\underline{P}_{\text{макс}} - \underline{P}}; \tag{1-149}$$

$$\nu = 1 - \underline{M}_0 - \underline{M} = \frac{1 - \underline{M}_0}{2} \mp \sqrt{\left(\frac{1 - \underline{M}_0}{2}\right)^2 - \underline{P}} =$$

$$= \sqrt{\underline{P}_{\text{макс}}} \mp \sqrt{\underline{P}_{\text{макс}} - \underline{P}}. \qquad (1\text{-}150)$$

Для получения рабочих участков кривых $\underline{I} = f(\underline{P})$ и $\nu = f(\underline{P})$ перед корнем следует брать верхний знак. Нетрудно усмотреть, что кривая $\underline{I} = f(\underline{P})$ получается путем смещения кривой $\underline{M} = f(\underline{P})$ вверх на величину $\underline{M}_0$. Кривая $\nu = f(\underline{P})$ совпадает с кривой $\underline{M} = f(\underline{P})$, с тем отличием, что участки этих кривых, близкие к режимам холостого хода и пуска, меняются местами. На рис. 1-58 изображены обобщенные характеристики двигателя с $\underline{M}_0 = 0{,}25$ в функции полезной мощности. Из рассмотрения этого рисунка следует, что свойства двигателя в любом режиме определяются по существу лишь значением момента потерь холостого хода и одной обобщенной характеристикой $\underline{M} = f(\underline{P})$, которую можно назвать **основной обобщенной характеристикой**. Нижний участок этой характеристики соответствует изменению момента в нормальных рабочих режимах и изменению скорости в режимах, близких к пусковому. Верхний участок характеристики соответствует изменению скорости в нормальных рабочих режимах и изменению момента в режимах, близких к пусковому.

Рассмотрим построение обобщенных рабочих характеристик машины с последовательным возбуждением в функции от момента на валу. Предполагая магнитную систему ненасыщенной, будем пренебрегать размагничивающим влиянием реакции якоря и считать поток пропорциональным току. Основные уравнения машины при этих условиях принимают вид:

$$\left.\begin{aligned} U &= I\left(R_{я} + c_e c_{\Phi} n\right); \\ M_{э} &= M + M_0 = c_{M} c_{\Phi} I^2; \\ P_2 &= \frac{\pi}{30} M n, \end{aligned}\right\} \qquad (1\text{-}151)$$

здесь $R_{я} = r_{я} + r_{в}$ — полное сопротивление цепи якоря, включая сопротивление обмотки возбуждения;

c_{Φ} — величина, определяющая зависимость потока от тока в обмотке возбуждения ($\Phi = c_{\Phi} I$).

Базисные значения тока, момента и мощности будут равны:

$$\left.\begin{aligned} I_{п} &= \frac{U}{R_{я}}; \\ M_{п} &= c_{M} c_{\Phi} I_{п}^2; \\ P_{п} &= U I_{п}. \end{aligned}\right\} \qquad (1\text{-}152)$$

Ток холостого хода в относительных единицах (при $M = 0$)

$$\underline{I}_0 = \frac{I_0}{I_п} = \sqrt{\frac{M_0}{M_п}} = \sqrt{\underline{M}_0}. \qquad (1\text{-}153)$$

Базисное значение скорости (скорость реального холостого хода)

$$n_0 = \frac{\frac{U}{I_0} - R_я}{c_e c_Ф} = \frac{\frac{U}{\underline{I}_0 I_п} - R_я}{c_e c_Ф} = \frac{R_я}{c_e c_Ф} \cdot \frac{1 - \underline{I}_0}{\underline{I}_0}. \qquad (1\text{-}154)$$

Из уравнений (1-151)—(1-154) находим:

$$\frac{M_э}{M_п} = \frac{I^2}{I_п^2} = \underline{I}^2 = \frac{M + M_0}{M_п} = \underline{M}_0 + \underline{M}.$$

Отсюда

$$\underline{I} = \sqrt{\underline{M}_0 + \underline{M}}. \qquad (1\text{-}155)$$

Далее

$$\nu = \frac{n}{n_0} = \frac{\frac{U}{I} - R_я}{c_e c_Ф} : n_0 = \frac{\underline{I}_0}{1 - \underline{I}_0} \cdot \frac{1 - \underline{I}}{\underline{I}} = \frac{1 - \underline{I}_0}{\underline{I}_0} \left(\frac{1}{\sqrt{\underline{M}_0 + \underline{M}}} - 1 \right); \qquad (1\text{-}156)$$

$$\underline{P} = \frac{P_2}{P_п} = \frac{\pi}{30} \frac{\underline{M} M_n \nu n_0}{U I_n} = \frac{\pi}{30} \frac{c_М}{c_e} \cdot \frac{1 - \underline{I}_0}{\underline{I}_0} M\nu =$$

$$= \frac{1 - \underline{I}_0}{\underline{I}_0} \underline{M}\nu = \frac{\underline{M}}{\sqrt{\underline{M}_0 + \underline{M}}} - \underline{M}. \qquad (1\text{-}157)$$

Из выражения (1-156) следует, что при пуске $\nu = 0$, а $\underline{M} = 1 - \underline{M}_0$. Таким образом, момент на валу в относительных единицах изменяется, как и у двигателя с независимым возбуждением, в пределах

$$0 \leqslant \underline{M} \leqslant 1 - \underline{M}_0.$$

Выражение (1-155) можно переписать в виде

$$\underline{M} = \underline{I}^2 - \underline{M}_0,$$

который свидетельствует, что обобщенная зависимость тока от момента на валу для двигателя с последовательным возбуждением является параболической (рис. 1-59). Эта парабола проходит через точки с координатами:

$$\underline{I} = 0, \quad \underline{M} = -\underline{M}_0; \quad \underline{I} = \underline{I}_0, \quad \underline{M} = 0 \text{ и } \underline{I} = 1, \quad \underline{M} = 1 - \underline{M}_0.$$

Участок, расположенный слева от оси ординат, соответствует наличию внешнего момента, согласного с моментом самого двигателя. Точка a соответствует идеальному холостому ходу, когда $\underline{I} = 0$ и $\nu = \infty$.

Из выражения (1-156) следует, что скорость убывает медленнее, чем возрастает момент. Если это выражение переписать в виде

$$\underline{M} = \frac{1}{\left(\frac{1-\underline{I}_0}{\underline{I}_0}\nu + 1\right)^2} - \underline{M}_0,$$

можно заключить, что момент убывает примерно обратно пропорционально квадрату скорости. Кривая $\nu = f(\underline{M})$ проходит через точки с координатами:

$$\nu = \infty, \quad \underline{M} = -\underline{M}_0; \quad \nu = 1, \quad \underline{M} = 0 \text{ и } \nu = 0, \quad \underline{M} = 1 - \underline{M}_0.$$

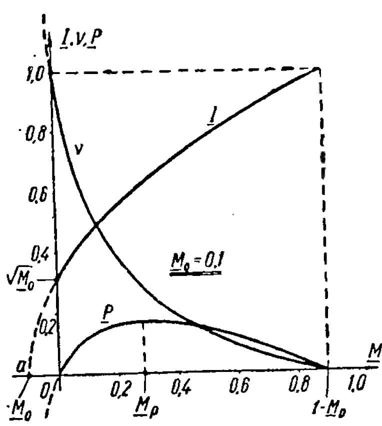


Рис. 1-59. Обобщенные характеристики двигателя с последовательным возбуждением в функции момента на валу

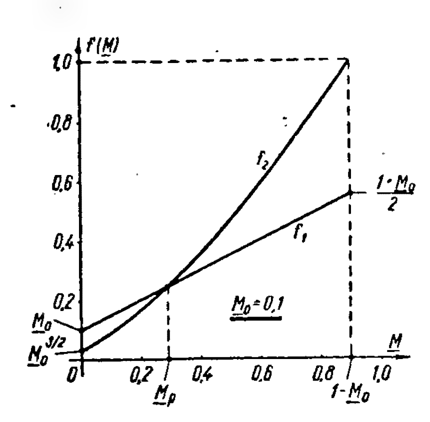


Рис. 1-60. Определение момента, при котором мощность на валу достигает максимума

Из выражения (1-157) следует, что $\underline{P} = 0$ в режиме холостого хода, когда $\underline{M} = 0$, и при пуске, когда $\nu = 0$. При $\underline{M} = -\underline{M}_0$ имеем $\underline{P} = -\infty$.

На рис. 1-59 показан вид этих зависимостей для двигателя с $\underline{M}_0 = 0,1$.

Максимум $\underline{P}$ находится из условия $\frac{\partial \underline{P}}{\partial \underline{M}} = 0$, которое приводится к виду:

$$\frac{\underline{M}}{2} + \underline{M}_0 = \sqrt{(\underline{M} + \underline{M}_0)^3}.$$

Аналитическое решение этого кубического уравнения затруднительно. Момент $\underline{M}_p$, при котором имеет место максимум мощности $\underline{P}$, соответствует точке пересечения прямой

$$f_1(\underline{M}) = \frac{\underline{M}}{2} + \underline{M}_0$$

с кривой

$$f_2(\underline{M}) = (\underline{M} + \underline{M}_0)^{3/2}.$$

Такое определение, произведенное на рис. 1-60 для двигателя с $\underline{M}_0 = 0,1$, дает $\underline{M}_p = 0,29$ и $\underline{P}_{макс} = 0,1745$. Получение аналитических выражений для обобщенных характеристик двигателя с последовательным возбуждением в функции полезной мощности затруднительно. Естественным было бы выразить $\underline{M}$ через $\underline{P}$ из уравнения (1-157) и затем полученное выражение подставить в (1-155) и (1-156). Однако уравнение (1-157), которое приводится к виду:

$$\underline{M} + \underline{M}_0 = \left(\frac{\underline{M}}{\underline{M} + \underline{P}}\right)^2,$$

является кубическим и не имеет простого аналитического решения для $\underline{M}$. Построение обобщенных характеристик в функции полезной мощности приходится производить, задаваясь моментом на валу и определяя все остальные величины, в том числе и $\underline{P}$. Это определение может производиться аналитически по вышеприведенным формулам или графически по характеристикам рис. 1-59. Для двигателя с $\underline{M}_0 = 0,1$ обобщенные характеристики в функции полезной мощности на валу показаны на рис. 1-61.

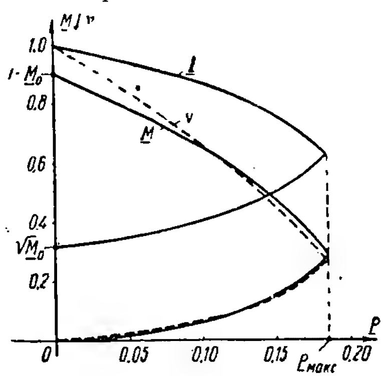


Рис. 1-61. Обобщенные характеристики двигателя с последовательным возбуждением в функции полезной мощности на валу

Для машин разной мощности и габаритов с одинаковым относительным значением $\underline{M}_0$ момента потерь холостого хода обобщенные характеристики одинаковы. Построение рабочих характеристик конкретной машины может быть произведено, если для нее известны базисные величины и значение $\underline{M}_0$. Эти величины определяются мощностью и скоростью вращения или, что то же самое,— напряжением и габаритами машины. Для машины заданных габаритов определяющими и независящими от скорости вращения будут следующие величины:

Φ — поток одного полюса;

$Q = qN$ — полное сечение меди обмотки якоря;

$l_{ср}$ — средняя длина полувитка обмотки якоря;

M_0 — момент потерь холостого хода;

$j = \frac{I}{2aq}$ — плотность тока в обмотке якоря;

p — число пар полюсов.

Выясним зависимость базисных величин от скорости вращения для машины с независимым возбуждением заданных габаритов.

Скорость идеального холостого хода

$$n_0 = \frac{U}{c_e \Phi} = \frac{Ir_я + c_e n \Phi}{c_e \Phi} = \frac{jqr_я}{c_e \Phi} + n.$$

Учитывая, что

$$r_я = \rho \frac{l_{ср} N}{4a^2 q},$$

получим

$$n_0 = n + \Delta n, \qquad (1\text{-}158)$$

где $\Delta n = 15 \frac{\rho l_{ср}}{ap\Phi} j$ — величина, постоянная для данного габарита.

Полученное выражение свидетельствует о том, что зависимость $n_0 = f(n)$ является линейной и скорость идеального холостого хода n_0 больше номинальной n на величину Δn, определяемую габаритами машины.

Пусковой момент

$$M_п = c_М \Phi I_п = c_М \Phi \frac{U}{r_я} = c_М \Phi \frac{Ir_я + c_e n \Phi}{r_я} = M_м + k_М n, \qquad (1\text{-}159)$$

где $M_м = \frac{p}{\pi} \Phi Q j$ — номинальный момент «моментного двигателя» — машины, рассчитанной на работу в режиме электромагнитного тормоза при $n = 0$;

$k_М = \frac{p^2 \Phi^2 Q}{30 \pi \rho l_{ср}}$ — величина, характеризующая крутизну прямой пускового момента.

Зависимость $M_п = f(n)$ является линейной, а величины $M_м$ и $k_М$ постоянны для машины данного габарита.

Момент потерь холостого хода в относительных единицах

$$\underline{M}_0 = \frac{M_0}{M_п} = \frac{M_0}{M_м + k_м n}. \qquad (1\text{-}160)$$

Момент потерь холостого хода M_0 является приблизительно постоянным для машины данного габарита. Основной составляющей этого момента является момент трения щеток о коллектор, который остается постоянным в широком диапазоне изменения скорости. Лишь при очень малых скоростях этот момент может заметно возрасти за счет увеличения коэффициента трения щеток о коллектор. Однако при этом существенно уменьшается момент от потерь в стали и вентиляционных потерь. Зависимость $\underline{M}_0 = f(n)$ представляет, таким образом, гиперболу, пересекающую ось ординат.

Базисная мощность

$$P_п = UI_п = \frac{U^2}{r_я} = \frac{(Ir_я + c_e n \Phi)^2}{r_я} = an^2 + bn + c, \qquad (1\text{-}161)$$

где

$$a = \frac{P^2\Phi^2 Q}{900\rho l_{cp}};$$

$$b = \frac{1}{15}\rho\Phi Q;$$

$$c = \rho l_{cp} Q j^2.$$

Зависимость $P_п = f(n)$ представляет собой параболу, а величины a, b и c определяются габаритами машины.

Пусковой ток

$$I_п = \frac{P_п}{U} = \frac{an^2 + bn + c}{U} \tag{1-162}$$

в функции от скорости вращения представляет собой параболу, подобную параболе базисной мощности.

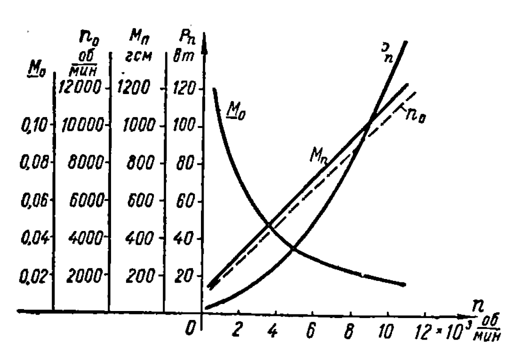


Рис. 1-62. Зависимость базисных величин от скорости вращения

На рис. 1-62 показана зависимость базисных величин от скорости вращения для машины, номинальная скорость которой составляет $n = 7500$ *об/мин*, а пусковая мощность, соответствующая этой скорости, равна $P_п^{7,5} = 75$ *вт*. Для нахождения базисных величин какой-либо машины определенных габаритов с заданным напряжением и номинальной скоростью необходимо знать Δn, $M_м$, $k_м$, M_0, a, b и c. На рис. 1-63 и 1-64 представлена зависимость этих величин от базисной мощности $P_п^{7,5}$, которой машина обладала бы, если ее номинальная скорость была бы $n = 7500$ *об/мин*. Эти кривые получены в результате обработки данных расчета серии машин малой мощности. Величина c меняется незначительно и можно принять $c = 1,79$ *вт*.

Базисную мощность $P_п^{7,5}$ можно определить следующим образом. Обычно при расчете машины задается мощность P, напряжение U и скорость вращения n, зная которые можно определить основную величину, характеризующую габарит машины:

$$c_М\Phi = \frac{PN}{2\pi a}\Phi = \frac{M}{I} = \frac{30P}{\pi n I} = \frac{30U}{\pi n}. \tag{1-163}$$

С другой стороны,

$$c_М\Phi = \frac{M_п}{I_п} = \frac{M_п}{P_п}U. \tag{1-164}$$

Из этих уравнений находим отношение базисного момента к базисной мощности при заданной номинальной скорости:

$$\frac{M_{\text{п}}}{P_{\text{п}}} = \frac{c_{\text{М}}\Phi}{U} = \frac{30}{\pi n}. \qquad (1\text{-}165)$$

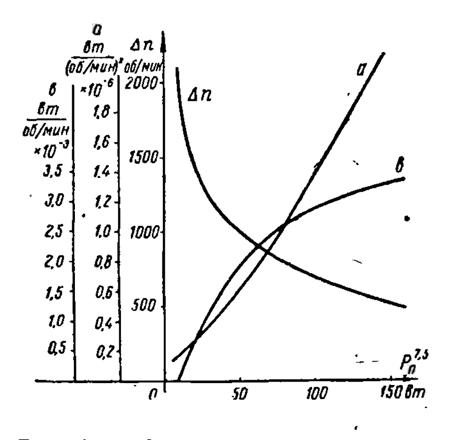


Рис. 1-63. Зависимость Δn, a и b от базисной мощности при номинальной скорости $n = 7500$ *об/мин*

Рис. 1-64. Зависимость $k_{\text{м}}$, $M_{\text{м}}$ и M_0 от базисной мощности при номинальной скорости $n = 7500$ *об/мин*

На рис. 1-65 показана зависимость отношения $\frac{M_{\text{п}}}{P_{\text{п}}}$ от мощности $P_{\text{п}}^{7,5}$ для различных номинальных скоростей, построенная для серии малых машин. Определив по формуле (1-165) отношение $\frac{M_{\text{п}}}{P_{\text{п}}}$, по кривым рис. 1-65 находим мощность $P_{\text{п}}^{7,5}$. Далее по кривым рис. 1-63 и 1-64 находим Δn, $M_{\text{м}}$, $k_{\text{м}}$, M_0, a и $в$ и по формуле (1-158)—(1-162) определяем базисные величины и момент $\underline{M}_0$ потерь холостого хода в относительных единицах. Затем можно построить обобщенные характеристики и в случае необходимости, пользуясь зависимостями (1-141), построить рабочие характеристики машины.

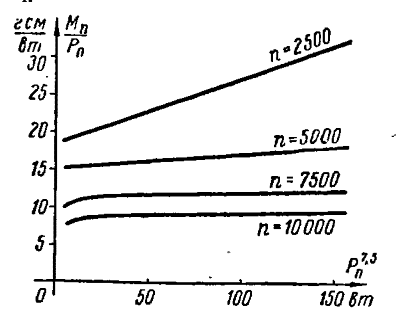


Рис. 1-65. Определение базисной мощности $P_n^{7,5}$ при номинальной скорости $n = 7500$ *об/мин*

Использование обобщенных характеристик удобно тем, что дает возможность построить рабочие характеристики машины, не производя детальный расчет ее. Расчет характеристик электродвигателей, различных по обмоточным данным, существенно упрощается и, как ясно из вышеизложенного, не представляет каких-либо труд-

ностей. Пользование обобщенными характеристиками особенно удобно при расчете серии электродвигателей малой мощности, когда характеристики машин серии могут быть получены на основе детального расчета всего лишь одной машины. В качестве исходных величин в этом случае можно принять шкалу номинальных напряжений, мощностей и скоростей, как это обычно делается. Но можно, не устанавливая заранее эти величины, считать исходными габариты машин, т. е. задаться шкалой их основных размеров.

ГЛАВА ВТОРАЯ

УНИВЕРСАЛЬНЫЕ КОЛЛЕКТОРНЫЕ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛИ

2-1. Общие соображения

Универсальные коллекторные двигатели могут работать как на постоянном, так и на переменном токе. Они получили широкое применение для электрификации маломощных устройств в различных областях. Часто такие двигатели используются в бытовых и счетно-канцелярских установках, в приборах точной механики, для электрифицированного ручного инструмента. Двигатели этого типа можно встретить в медицинских аппаратах, в технике связи и измерительной технике, в области кино и в целом ряде других отраслей.

Необходимость применения универсальных двигателей встречается в тех случаях, когда неизвестно заранее, от какой сети будет осуществляться питание, или когда по условиям эксплуатации необходим переход от питания постоянным током к питанию током переменным. Универсальные двигатели дают возможность при питании их от сети переменного тока промышленной частоты получить любую скорость вращения, а также легко и плавно ее регулировать. Поэтому двигатели эти применяются также тогда, когда при наличии сети с промышленной частотой необходимо регулировать скорость или требуется получить высокую скорость вращения (3000—20000 *об/мин*), которую не могут развить двигатели синхронные или асинхронные. Универсальные двигатели имеют различное конструктивное выполнение в зависимости от условий применения. Чаще всего они выполняются встроенными и снабжаются переключателем, позволяющим производить переключение обмоток при изменении рода тока или номинального напряжения сети.

Магнитная система таких машин должна быть обязательно шихтованной, так как и в роторе и в статоре при работе на переменном токе имеют место переменные потоки. Большое внимание в этих машинах уделяется получению удовлетворительной коммутации. В коммутируемой секции при работе на переменном токе, помимо реактивной э. д. с., возникает также трансформаторная э. д. с., наводимая переменным потоком статора. Эта э. д. с. сильно ухудшает

условия коммутации. Для улучшения коммутации в нереверсивных универсальных коллекторных машинах иногда применяется сдвиг щеток; в машинах реверсивных эта мера не может быть использована.

Электрическая машина, выполненная по типу коллекторной машины постоянного тока, может работать и на переменном токе, так как при изменении направления тока и в якоре и в обмотке возбуждения вращающий момент будет действовать в ту же сторону. Принципиально такая машина может быть выполнена как с последовательным, так и с параллельным (или независимым) возбуждением. Однако для получения необходимого вращающего момента в двигателе с параллельным возбуждением приходится принимать ряд мер, усложняющих его конструкцию и повышающих стоимость. В силу этого до настоящего времени выполняются универсальные коллекторные двигатели только с последовательным возбуждением. Однако в целом ряде случаев двигатели с параллельным возбуждением могут оказаться предпочтительнее, в особенности тогда, когда имеется необходимость осуществлять питание якоря и обмотки возбуждения от автономных источников с различными номинальными напряжениями. В дальнейшем мы рассмотрим основные вопросы теории универсальных коллекторных двигателей обоих типов.

Расчет и проектирование универсального коллекторного двигателя должны быть произведены так, чтобы его свойства и характеристики были по возможности близкими при питании как постоянным, так и переменным током. Следует заметить, что полного совпадения в этих двух случаях при широком изменении нагрузки принципиально добиться невозможно вследствие дополнительного индуктивного падения напряжения в обмотках двигателя при переменном токе. Обычно для двигателя с последовательным возбуждением скорость вращения при работе под нагрузкой на переменном токе получается несколько меньше, чем на постоянном. При малых нагрузках, наоборот, скорость вращения на переменном токе оказывается выше, чем на постоянном. Точка пересечения обеих скоростных характеристик, когда скорости вращения равны, является идеальной рабочей точкой, к которой следует стремиться. При этом следует стремиться к совпадению всех прочих показателей, характеризующих работу двигателя (к. п. д., потребляемая мощность и т. д.).

Расчет универсальной коллекторной машины на постоянном токе ничем не отличается от расчета обычной машины постоянного тока. Работа же на переменном токе сопровождается рядом особенностей.

2-2. Условие получения максимального момента

При питании переменным током поток и ток в якоре изменяются по синусоидальному закону:

$$\varphi = \Phi_m \sin \omega t; \qquad i = I_m \sin(\omega t + \theta),$$

где θ — сдвиг по фазе между потоком и током в якоре.

Вращающий момент определяется выражением:

$$м = c_М \varphi i = c_М \frac{\Phi_m I_m}{2} [\cos\theta - \cos(2\omega t + \theta)].$$

На рис. 2-1 показано изменение тока, потока и момента с течением времени. В некоторые промежутки времени момент положителен и ротор двигателя ускоряется, в другие же промежутки момент отрицателен и ротор замедляется. Среднее значение момента за полпериода

$$M_{ср} = \frac{2}{T}\int_0^{T/2} м dt = \frac{c_М}{T} \Phi_m I_m \int_0^{T/2} [\cos\theta - \cos(2\omega t + \theta)] dt =$$

$$= c_М \Phi I \cos\theta, \qquad (2\text{-}1)$$

здесь

$$\Phi = \frac{1}{\sqrt{2}} \Phi_m$$

и

$$I = \frac{1}{\sqrt{2}} I_m$$

действующее значение потока и тока.

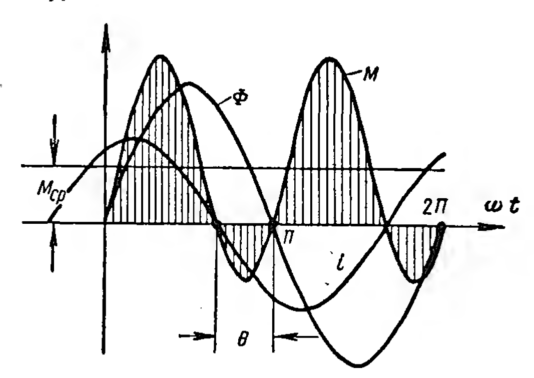


Рис. 2-1. Пульсация момента

Таким образом, момент коллекторного двигателя, питаемого переменным током, определяется не только величиной потока и тока, но и сдвигом по фазе между ними. Для получения максимального момента необходимо добиваться, чтобы поток и ток якоря совпадали по фазе ($\theta = 0$ и $\cos\theta = 1$).

2-3. Электродвижущие силы, индуктируемые в обмотках двигателя

Э. д. с. вращения, индуктируемая в обмотке якоря

Если у машины постоянного тока при неизменной скорости вращения уменьшить поток вдвое, то пропорционально ему уменьшится э. д. с., индуктируемая в обмотке якоря. При непрерывном изменении потока э. д. с. будет определяться величиной потока в рассматриваемый момент времени. Именно такое положение мы имеем в универсальных двигателях при питании переменным током. В силу инерции ротора скорость вращения за период практически не изменяется, хотя вращающий момент не остается постоянным, а, как было показано выше, пульсирует. Поток же, а следо-

вательно и э. д. с. вращения, индуктируемая в обмотке якоря, изменяются по синусоидальному закону:

$$e_n = c_e n \Phi_m \sin \omega t = E_{nm} \sin \omega t. \tag{2-2}$$

Учитывая, что

$$c_e = \frac{pN}{60a},$$

для действующего значения э. д. с. вращения получим выражение:

$$E_n = \frac{c_e n \Phi_m}{\sqrt{2}} = 4 f_я w_я \Phi, \tag{2-3}$$

где $f_я = \frac{pn}{60}$ — частота вращения;

$w_я = \frac{N/2}{2a}$ — число витков обмотки якоря, приходящееся на одну параллельную ветвь.

Действующее значение потока

$$\Phi = \frac{a}{\sqrt{2}} \tau l B_{\delta m}, \tag{2-4}$$

где $B_{\delta m}$ — амплитуда индукции в зазоре.

Магнитный поток создается обмоткой возбуждения; поэтому

$$B_{\delta m} = \mu_0 H_{\delta m} = \mu_0 \frac{k_\mu \sqrt{2} I_в w_в}{k_\delta \delta}. \tag{2-5}$$

В этом выражении:

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ *гн/м* — магнитная постоянная;

k_μ — коэффициент насыщения;

k_δ — коэффициент воздушного зазора;

$w_в$, $I_в$ — число витков обмотки возбуждения на полюс и действующее значение тока возбуждения;

δ — воздушный зазор.

Обозначим через u отношение чисел витков:

$$u = \frac{w_в}{w_я}. \tag{2-6}$$

Тогда выражение (2-3) для действующего значения э. д. с. вращения можно привести к виду:

$$E_n = k_1 u f_я \tau l w_я^2 I_в 10^{-6}, \tag{2-7}$$

где

$$k_1 = 1{,}6\pi \frac{k_\mu}{k_\delta} \frac{a}{\delta}.$$

В универсальных коллекторных машинах магнитная система выполняется обычно ненасыщенной, и можно принять $k_\mu = 1$.

Э. д. с., индуктируемая в обмотке якоря поперечным потоком

При наличии переменного тока в якоре создаваемое им поперечное магнитное поле будет неподвижно в пространстве при любом положении якоря, но, в отличие от поперечного поля машины постоянного тока, будет пульсировать с частотой сети и наводить в обмотке якоря соответствующую э. д. с. При определении этой э. д. с. мы будем пренебрегать поперечным магнитным потоком в пространстве между полюсами. Возникающая при этом погрешность будет мала, так как длина магнитных линий поперечного потока в

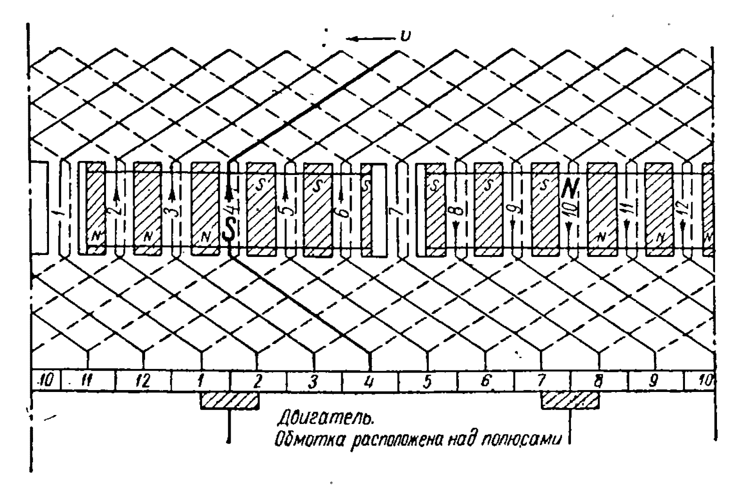


Рис. 2-2. К определению э. д. с., индуктируемой поперечным потоком

пространстве между полюсами велика, а индукция незначительна. Будем также пренебрегать магнитным сопротивлением стали полюсов и якоря по сравнению с магнитным сопротивлением воздушного зазора. При этом незначительно завышается расчетная величина потока, чем частично компенсируется первая погрешность.

Э. д. с., индуктируемая в обмотке якоря поперечным потоком, может быть определена по закону электромагнитной индукции как производная по времени от потокосцепления этого потока с обмоткой якоря.

Рассмотрим обычную двухслойную петлевую обмотку с диаметральным шагом двухполюсной машины с четным числом пазов в таком положении, когда под серединой каждого полюса находится паз (рис. 2-2). При этом слева и справа от оси любого полюса зубцы будут иметь разную магнитную полярность, обусловленную поперечным потоком. Поперечный поток, замыкающийся через средние зубцы, создается полным током в одном пазу (четвертом, напри-

мер); этот ток определяется выражением:

$$i_z = \frac{i}{2a}\frac{N}{Z} = \frac{N}{2aZ} I_m \sin(\omega t + \psi_i) \qquad (2\text{-}8)$$

и сцепляется с числом витков, которое равно половине числа проводников в пазу $\frac{N}{2Z}$. При определении э. д. с., индуктируемой поперечным полем, необходимо вычислить потокосцепление какой-либо одной параллельной ветви. Поэтому, хотя поток, замыкающийся через центральные зубцы, охватывает все проводники паза, мы учитываем только половину их числа, так как проводники нижнего слоя принадлежат другой параллельной ветви.

Поперечный поток, замыкающийся через центральные зубцы, может быть выражен так:

$$\Phi'_{1z} = \frac{i_z}{2R_{mz}},$$

где R_{mz} — магнитное сопротивление воздушного зазора под одним зубцом, равное:

$$R_{mz} = \frac{k_\delta \delta}{\mu_0 l t_z}. \qquad (2\text{-}9)$$

Потокосцепление, обусловленное этим потоком,

$$\Psi'_1 = \Phi'_{1z}\frac{N}{2Z} = \frac{i}{8aR_{mz}}\left(\frac{N}{Z}\right)^2.$$

Поперечный поток, замыкающийся через вторую пару зубцов, создается полным током в трех пазах (третьем, четвертом и пятом) и сцепляется с числом витков, равным утроенному числу проводников, приходящихся на половину паза. Потокосцепление, обусловленное этим потоком, будет, очевидно, в девять раз больше Ψ'_1:

$$\Psi'_2 = 3^2\Psi'_1.$$

Продолжая эти рассуждения, придем к выводу, что потокосцепление, обусловленное потоком, замыкающимся через третью пару зубцов,

$$\Psi'_3 = 5^2\Psi'_1 \text{ и т. д.}$$

Число $n_в$ зубцовых делений, приходящихся на полюсную дугу:

$$n_в = \frac{\alpha\tau}{t_z}, \qquad (2\text{-}10)$$

как правило, получается не целым. Если его округлить до ближайшего целого четного числа n_1, то возможны два случая.

Когда $n_1 < n_в$, полюсная дуга несколько больше n_1 зубцовых делений ($\alpha\tau > n_1 t_z$), и края полюса несколько выступают за их пределы. Каждый край полюса будет выступать на величину

$$\frac{\alpha\tau - n_1 t_z}{2} = t_z\frac{n_в - n_1}{2}.$$

На рис. 2-3 изображена одна из линий поперечного потока, замыкающаяся через края полюса при $n_1 = 4$. Нетрудно усмотреть, что эта линия охватывает $n_1 + 1$ пазов. Поэтому поток Φ'_{n+1}, замыкающийся через края полюса, выступающие за пределы n_1 зубцовых делений, создается намагничивающей силой $(n_1 + 1)\, i_z$. Магнитное сопротивление воздушного зазора для этого потока будет соответственно равно:

$$\frac{2\delta k_\delta}{\mu_0 l t_z \dfrac{n_в - n_1}{2}} = 2R_{mz} \frac{2}{n_в - n_1}.$$

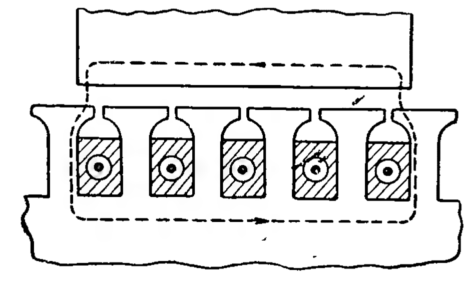


Рис. 2-3. Определение поперечного потока зубцов, расположенных по краям полюса

Поток Φ'_{n+1} определится выражением:

$$\Phi'_{n+1} = \frac{n_1 + 1}{2R_{mz}} \cdot \frac{n_в - n_1}{2}\, i_z =$$

$$= \Phi'_{1z} \frac{(n_1 + 1)(n_в - n_1)}{2}.$$

Этот поток охватывает $n_1 + 1$ верхних сторон секций и обусловливает потокосцепление

$$\Psi'_{n+1} = \Phi'_{1z} \frac{(n_1 + 1)^2 (n_в - n_1)}{2} \cdot \frac{N}{2Z} = \Psi'_1 (n_1 + 1)^2 k'_s,$$

где k'_s — коэффициент, показывающий, какую долю зубцового деления составляет ширина края полюса, выступающая за пределы зубцов, и равный:

$$k'_s = \frac{n_в - n_1}{2}. \qquad (2\text{-}11)$$

Если рассмотреть секцию (четвертую на рис. 2-2), лежащую в пазу на оси полюса, можно заметить, что ее верхняя сторона охватывается поперечным потоком, замыкающимся через средние зубцы, расположенные над южным полюсом, а нижняя сторона охватывается таким же потоком, замыкающимся через средние зубцы, расположенные над соседним полюсом. К аналогичному выводу мы приходим, рассматривая потоки, замыкающиеся через вторую и следующие пары зубцов.

Таким образом, при вычислении полного потокосцепления, обусловленного поперечным полем, необходимо удвоить все потоки:

$$\Psi'_q = 2\left(\Psi'_1 + \Psi''_2 + \Psi'_3 + \ldots + \Psi'_n + \Psi'_{n+1}\right) =$$

$$= 2\frac{i}{8aR_{mz}}\left(\frac{N}{Z}\right)^2 \left[1 + 3^2 + 5^2 + \ldots + (n_1 - 1)^2 + k'_s (n_1 + 1)^2\right].$$

Введем обозначение (справедливое при $n_1 < n_в$):

$$k'_\Psi = 1 + 3^2 + 5^2 + \ldots + (n_1 - 1)^2 + k'_s (n_1 + 1)^2, \qquad (2\text{-}12)$$

$$\left(k'_s = \frac{n_в - n_1}{2},\ n_1 < n_в\right).$$

Тогда окончательно для потокосцепления Ψ'_q получим выражение:

$$\Psi'_q = \frac{k'_\Psi}{4aR_{mz}} \left(\frac{N}{Z}\right)^2 I_m \sin(\omega t + \psi_i). \qquad (2\text{-}13)$$

Если $n_1 > n_в$, полюсная дуга оказывается несколько меньше n_1 зубцовых делений ($\alpha\tau < n_1 t_z$), и края полюса не доходят до наружной границы зубцов на величину

$$\frac{n_1 t_z - \alpha\tau}{2} = t_z \frac{n_1 - n_в}{2}.$$

При этом под краем полюса оказывается только часть зубцового деления

$$t_z - t_z \frac{n_1 - n_в}{2} = t_z \left(1 - \frac{n_1 - n_в}{2}\right).$$

Поток Φ'_{n-1}, замыкающийся через крайние зубцы, создается в этом случае намагничивающей силой $(n_1 - 1)\, i_z$, а магнитное сопротивление воздушного зазора для этого потока равно:

$$\frac{2\delta k_\delta}{\mu_0 l t_z \left(1 - \frac{n_1 - n_в}{2}\right)} = 2R_{mz} : \left(1 - \frac{n_1 - n_в}{2}\right).$$

Поток Φ'_{n-1} определится выражением

$$\Phi'_{n-1} = i_z \frac{n_1 - 1}{2R_{mz}} \left(1 - \frac{n_1 - n_в}{2}\right) = \Phi'_{1z} (n_1 - 1) \left(1 - \frac{n_1 - n_в}{2}\right).$$

Этот поток охватывает $n_1 - 1$ верхних сторон секций и обусловливает потокосцепление

$$\Psi'_{n-1} = \Phi'_{1z} (n_1 - 1)^2 \left(1 - \frac{n_1 - n_в}{2}\right) \frac{N}{2Z} = \Phi'_{1z} (n_1 - 1)^2 k'_s,$$

где коэффициент k'_s следует теперь вычислять по формуле, несколько отличной от выражения (2-11):

$$k'_s = 1 - \frac{n_1 - n_в}{2}. \qquad (2\text{-}14)$$

Полное потокосцепление в этом случае оказывается равным:

$$\Psi'_q = 2\left(\Psi'_1 + \Psi'_2 + \Psi'_3 + \dots + \Psi'_{n-1}\right) =$$

$$= 2\frac{i}{8aR_{mz}}\left(\frac{N}{Z}\right)^2\left[1 + 3^2 + 5^2 + \dots + (n_1 - 1)^2 k'_s\right].$$

Это выражение можно привести к виду (3-12), если коэффициент k'_ψ определять по формуле:

$$k'_\psi = 1 + 3^2 + 5^2 + \dots + k'_s(n_1 - 1)^2, \qquad (2\text{-}15)$$

$$\left(k'_s = 1 - \frac{n_1 - n_в}{2}, \quad n_1 > n_в\right).$$

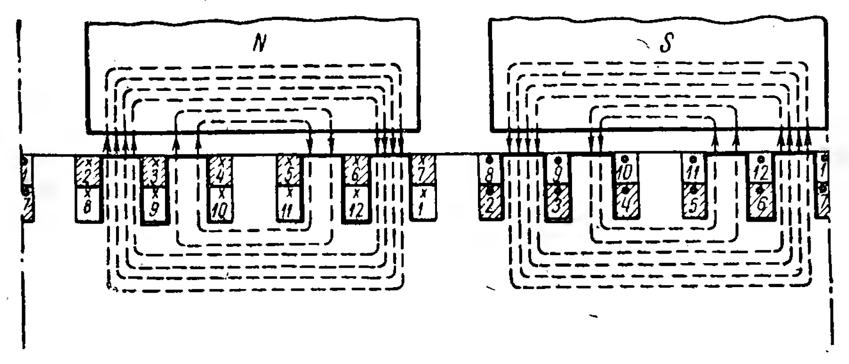


Рис. 2-4. Картина поперечного поля при совпадении осей зубца и полюса

Рассмотрим далее случай, когда якорь повернется на половину зубцового деления, и под серединой полюса окажется зубец (рис. 2-4), через который не будут замыкаться линии поперечного поля. Поперечный поток, замыкающийся через первую пару зубцов, создается намагничивающей силой $2i_z$ и сцепляется с числом витков $2\frac{N}{2Z}$. Потокосцепление, обусловленное им:

$$\Psi''_1 = \frac{i_z}{R_{mz}} \cdot \frac{N}{Z} = \frac{i}{2aR_{mz}}\left(\frac{N}{Z}\right)^2.$$

Потокосцепление, обусловленное потоком, замыкающимся через вторую пару зубцов, будет в четыре раза больше Ψ''_1, так как в два раза возрастает и н. с. и число витков, с которым поток сцепляется,

$$\Psi''_2 = 2^2\Psi''_1.$$

Потокосцепление, обусловленное третьей парой зубцов, будет в девять раз больше Ψ''_1:

$$\Psi''_3 = 3^2\Psi''_1 \text{ и т. д.}$$

Если $n_в$, определяемое выражением (2-10), округлить до ближайшего целого нечетного числа n_2, то опять возможны два случая.

При $n_2 < n_в$ края полюса будут выступать за пределы n_2 зубцовых делений, и потокосцепление, обусловленное поперечным потоком, замыкающимся через зубцы, расположенные под выступающими краями полюса, будет равно (н. с. и число витков возрастают в $\frac{n_2+1}{2}$ раз по сравнению с первой парой зубцов):

$$\Psi''_{n+1} = \Psi''_1\left(\frac{n_2+1}{2}\right)^2 k''_s,$$

где

$$k''_s = \frac{n_в - n_2}{2}. \qquad (2\text{-}16)$$

Рассматривая картину поперечного поля (см. рис. 2-4), замечаем, что и в том случае, когда под серединой полюса находится зубец, поперечный поток, пронизывающий какую-либо секцию, равен удвоенному потоку, пронизывающему ее под одним полюсом. Поэтому полное потокосцепление оказывается равным:

$$\Psi''_q = 2\left(\Psi''_1 + \Psi''_2 + \Psi''_3 + \ldots + \Psi''_n + \Psi''_{n+1}\right) =$$
$$= \frac{i}{aR_{mz}}\left(\frac{N}{Z}\right)^2\left[1 + 2^2 + 3^2 + \ldots + \left(\frac{n_2-1}{2}\right)^2 + k''_s\left(\frac{n_2+1}{2}\right)^2\right].$$

Введем обозначение (справедливое при $n_2 < n_в$):

$$k''_\psi = 4\left[1 + 2^2 + 3^2 + \ldots + \left(\frac{n_2-1}{2}\right)^2 + k''_s\left(\frac{n_2+1}{2}\right)^2\right], \qquad (2\text{-}17)$$

$$\left(k''_s = \frac{n_в - n_2}{2}, \quad n_2 < n_в\right).$$

Тогда для Ψ''_q получаем выражение:

$$\Psi''_q = \frac{k''_\psi}{4aR_{mz}}\left(\frac{N}{Z}\right)^2 I_m \sin(\omega t + \psi_i). \qquad (2\text{-}18)$$

При $n_2 > n_в$ края полюса не доходят до наружной границы зубцов, расположенных под полюсом. Учитывая, что для крайних зубцов н. с. и число витков, с которым сцепляется их поток, возрастает в $\frac{n_2-1}{2}$ раз по сравнению с первой парой зубцов, получим:

$$\Psi''_{n-1} = \Psi''_1\left(\frac{n_2-1}{2}\right)^2 k''_s,$$

где

$$k''_s = 1 - \frac{n_2 - n_в}{2}. \qquad (2\text{-}19)$$

Полное потокосцепление в этом случае будет определяться тем же выражением (2-18), но коэффициент k''_ψ будет равен:

$$k''_\psi = 4\left[1 + 2^2 + 3^2 + \ldots + k''_s\left(\frac{n_2 - 1}{2}\right)^2\right], \qquad (2\text{-}20)$$

$$\left(k''_s = 1 - \frac{n_2 - n_в}{2},\ n_2 > n_в\right).$$

При вращении якоря происходит непрерывное изменение коэффициента k_ψ от k'_ψ до k''_ψ и обратно. Частота этих изменений очень велика, так как период соответствует повороту якоря на одно зубцовое деление. За один период изменения тока в якоре происходит многократное изменение коэффициента k_ψ. Среднее значение потокосцепления, обусловленного поперечным полем, определяется выражением:

$$\Psi_q = \frac{\Psi'_q + \Psi''_q}{2} = \frac{k_\psi}{4aR_{mz}}\left(\frac{N}{Z}\right)^2 I_m \sin(\omega t + \psi_i), \qquad (2\text{-}21)$$

где

$$k_\psi = \frac{k'_\psi + k''_\psi}{2}. \qquad (2\text{-}22)$$

Э. д. с., индуктируемая поперечным полем в обмотке якоря,

$$e_q = \frac{d\Psi_q}{dt} = \omega \frac{k_\psi}{4aR_{mz}}\left(\frac{N}{Z}\right)^2 I_m \cos(\omega t + \psi_i). \qquad (2\text{-}23)$$

Действующее значение э. д. с.

$$E_q = \frac{\pi f}{2a} \cdot \frac{k_\psi}{R_{mz}}\left(\frac{N}{Z}\right)^2 I. \qquad (2\text{-}24)$$

Заметим, что коэффициенты k'_ψ и k''_ψ мало отличаются друг от друга. В табл. 2-1 приведены их значения для различных $n_в$.

Отклонение от среднего значения

$$\varepsilon = \frac{|k'_\psi - k''_\psi|}{k'_\psi + k''_\psi} 100\%$$

не превышает 3%, оно тем больше, чем меньше число зубцов, приходящееся на полюсное деление.

Формула (2-24) была получена для диаметральной обмотки при четном числе пазов на пару полюсов. На рис. 2-5 изображена схема двухслойной обмотки двухполюсной машины с нечетным числом

пазов. Шаг обмотки получается укороченным (или удлиненным) с укорочением, составляющим половину зубцового деления. Однако и при этом первый частичный шаг y_1 получается больше полюсной дуги $\alpha\tau$, и это никак не сказывается на величине потокосцепления, обусловленного поперечным полем. Расположение сторон секций под полюсом и магнитная полярность зубцов от поперечного поля остаются теми же самыми. Отличие от предыдущего случая состоит в том, что если под серединой одного полюса находится паз, то под серединой соседнего полюса (см. рис. 2-5) будет находиться уже не паз, а зубец. Таким образом, при нечетном числе пазов на пару по-

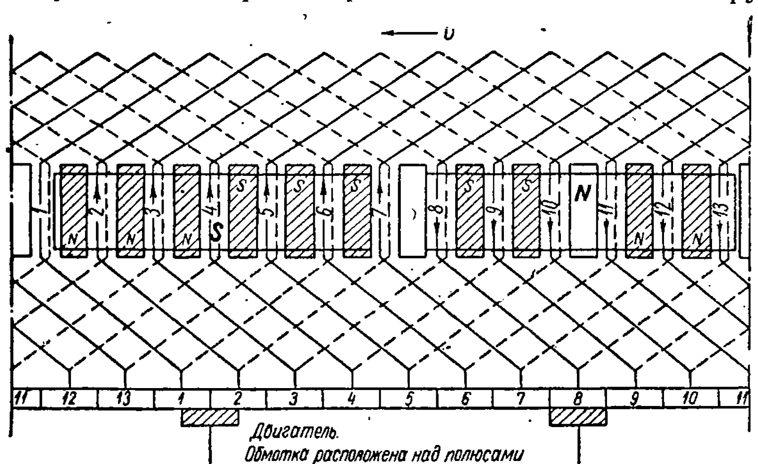


Рис. 2-5. Картина поперечного поля машины с нечетным числом пазов на пару полюсов

люсов мы сразу получаем среднее значение коэффициента k_ψ. При повороте на половину зубцового деления картины поперечного поля под двумя соседними полюсами меняются местами. Частота

Таблица 2-1

$n_В$	n_1	n_2	k_s'	k_s''	k_ψ'	k_ψ''	k_ψ	ε
5,8	6	5	0,9	0,4	32,5	34,4	33,45	2,85
6,2	6	7	0,1	0,6	39,9	41,6	40,75	2,09
6,8	6	7	0,4	0,9	54,6	52,4	53,5	2,06
7,2	8	7	0,6	0,1	64,4	62,4	63,4	1,55

изменений коэффициента k_ψ получается вдвое большей, а отклонение его от среднего значения меньше.

Обращаясь к предыдущим выражениям, начиная с формулы (2-8), замечаем, что они останутся без изменения для машины с любым числом пар полюсов. Поэтому окончательное выражение (2-24) пригодно для определения э. д. с., индуктируемой поперечным полем, в машинах с любым числом пар полюсов и зубцов при наличии обмотки с любым шагом и любым числом пар параллельных ветвей.

Э. д. с., индуктируемая в обмотке якоря потоками рассеяния в пазах и вокруг лобовых соединений

Потоки рассеяния, замыкающиеся поперек пазов и вокруг лобовых соединений, создаются переменным током в проводниках якоря. Эти переменные потоки будут индуктировать в каждой параллельной ветви обмотки якоря э. д. с., действующее значение которой

$$E_s = \omega L_{sc} n_c \frac{I}{2a} = \frac{\pi f}{a} n_c L_{sc} I, \tag{2-25}$$

здесь n_c — число последовательно соединенных секций в одной параллельной ветви, равное:

$$n_c = \frac{N}{2w_к 2a}; \tag{2-26}$$

$w_к$ — число витков в секции (см. § 1-7);

L_{sc} — индуктивность секции, обусловленная потоками рассеяния поперек паза и вокруг лобовых соединений.

Индуктивность L_{sc} определяется аналогично индуктивности коммутируемой секции. Необходимо только учитывать, что она не должна содержать составляющую, обусловленную магнитной проводимостью между коронками зубцов. Последняя определяет поперечный поток, замыкающийся через зазор и индуктирующий в обмотке э. д. с. E_q.

Для индуктивности L_{sc} имеем, таким образом, выражение:

$$L_{sc} = 2lw_к^2\xi_s, \tag{2-27}$$

где

$$\xi_s = \lambda_п + \lambda_ш + \lambda_м + \frac{l_л}{l}\lambda_л. \tag{2-28}$$

Трансформаторная э. д. с., индуктируемая в коммутируемой секции якоря

Стороны коммутируемой секции расположены между полюсами, а ее плоскость перпендикулярна оси полюса. В результате такая секция пронизывается потоком одного полюса. В машинах постоянного тока этот поток постоянен и не вызывает появления э. д. с. в коммутируемой секции. В универсальной коллекторной машине,

питаемой переменным током, переменный поток полюса, пронизывающий коммутируемую секцию, наводит в ней трансформаторную э. д. с., действующее значение которой определяется известным выражением:

$$E_t = 4{,}44 f w_к \Phi_m. \qquad (2\text{-}29)$$

Падение напряжения в активном сопротивлении обмотки якоря и в щеточном контакте

Это падение напряжения определяется выражением:

$$\Delta U_я + \Delta U_щ = I r_я + \Delta U_щ \approx I(r_я + r_щ), \qquad (2\text{-}30)$$

здесь $r_я$ — сопротивление обмотки якоря;

$r_щ$ — сопротивление переходного слоя и щеток.

Строго говоря, сопротивление переходного слоя не остается постоянным при изменении тока. Однако для упрощения анализа мы будем полагать сопротивление $r_щ$ неизменным. Возникающая погрешность будет невелика, ибо $\Delta U_щ$ составляет небольшую часть общего напряжения.

Вышеприведенные выражения определяют все э. д. с., возникающие в обмотке якоря. Рассмотрим э. д. с., возникающие в обмотке возбуждения.

Э. д. с., наводимая в обмотке возбуждения основным потоком

Поток, имеющий место в воздушном зазоре, пронизывает обмотку возбуждения и индуктирует в ней э. д. с. с действующим значением:

$$E_в = 2p 4{,}44 f w_в \Phi_m. \qquad (2\text{-}31)$$

Э. д. с., индуктируемая в обмотке возбуждения потоком рассеяния

Эта э. д. с. определяется выражением:

$$E_{sв} = \sigma_в E_в = \sigma_в 2p 4{,}44 f w_в \Phi_m, \qquad (2\text{-}32)$$

где $\sigma_в \approx 0{,}05$ — коэффициент рассеяния обмотки возбуждения.

Подставляя $\Phi_m = \sqrt{2}\Phi$ и учитывая (2-4) и (2-5), это выражение можно привести к виду:

$$E_{sв} \doteq 2\pi^2 \frac{a k_\mu}{\delta k_\delta} \mu_0 \sigma_в l D w_в^2 f I_в. \qquad (2\text{-}33)$$

Падение напряжения в обмотке возбуждения

Если через $r_в$ обозначить активное сопротивление обмотки возбуждения, то падение напряжения в нем

$$\Delta U_в = I_в r_в. \qquad (2\text{-}34)$$

2-4. Векторная диаграмма универсального двигателя с последовательным возбуждением

У универсального коллекторного двигателя с последовательным возбуждением (рис. 2-6) обмотка полюсов включается последовательно с обмоткой якоря, и токи в них одинаковы: $I = I_в$. Обмотка возбуждения часто делится на две части, включаемые с разных сторон якоря (см. рис. 2-6). Такое симметрирование обмоток позволяет уменьшить радиопомехи. В тех случаях, когда подавление помех не является необходимым, обмотка возбуждения как одно целое может включаться с любой стороны якоря. И в том и

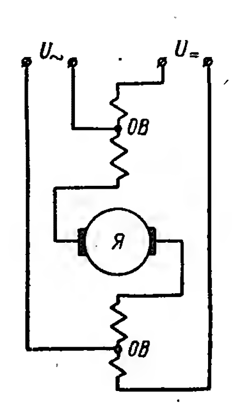


Рис. 2-6. Схема универсального коллекторного двигателя с последовательным возбуждением

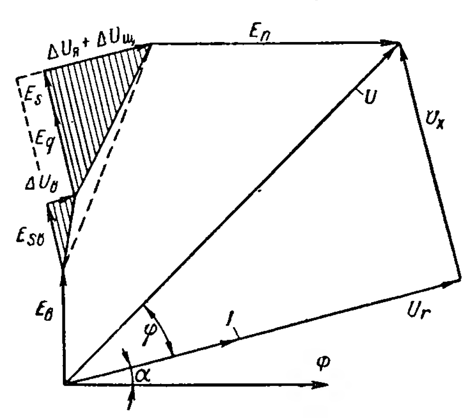


Рис. 2-7. Векторная диаграмма универсального двигателя с последовательным возбуждением

в другом случае она имеет отводы для переключения с постоянного на переменный ток. Необходимость уменьшения числа витков обмотки возбуждения при питании переменным током вызывается стремлением получить ту же скорость вращения. Если бы при том же напряжении мы сохранили неизменной величину потока, то э. д. с. вращения при питании переменным током, а следовательно и скорость, была бы меньше за счет дополнительных индуктивных падений напряжения. Уменьшение числа витков обмотки возбуждения вызывает уменьшение потока и повышение скорости вращения. В этом же направлении действует небольшое уменьшение активного падения напряжения в обмотке возбуждения при уменьшении ее числа витков.

Все э. д. с., падения напряжения в обмотках двигателя и поток при питании переменным током изменяются в ненасыщенной машине по синусоидальному закону с частотой сети. Они могут быть изображены условно векторами, а для всей машины на основе второго закона Кирхгофа может быть построена векторная диаграмма.

Примем за основу вектор потока Ф (рис. 2-7). Э. д. с. $E_в$, индуктированная потоком в обмотке возбуждения и пропорциональная производной потока, взятой с обратным знаком, отстает по фазе от потока на 90°. Составляющая же напряжения, преодолевающая ее, должна опережать поток на 90°, как изображено на рисунке. Ток возбуждения отстает от вектора $E_в$ на угол, меньший 90°, так как он должен иметь активную составляющую, пропорциональную потерям:

$$I \sin\alpha = \frac{P_с + P_{мt}}{E_в}, \qquad (2\text{-}35)$$

где $P_с$ — потери в стали статора и якоря;

$P_{мt}$ — потери в меди секций, замыкаемых накоротко щетками, от токов, вызываемых трансформаторными э. д. с.

Следовательно, ток опережает поток на некоторый угол α, определяемый суммой потерь $P_с + P_{мt}$. Обмотка возбуждения, помимо основной ее роли — создания магнитного потока Ф, играет роль первичной обмотки трансформатора, вторичной обмоткой которого являются контуры вихревых токов в стали и секции, замыкаемые накоротко щетками. Напряжение на зажимах обмотки возбуждения, как первичное напряжение любого трансформатора, помимо составляющей $E_в$, имеет еще две составляющие — падение напряжения в активном сопротивлении $\Delta U_в$, совпадающее по фазе с током, и падение напряжения $E_{sв}$, преодолевающее э. д. с., индуктируемую потоком рассеяния, и опережающее ток на 90°. Поскольку обмотка возбуждения соединена последовательно с якорем, то ток возбуждения равен току в якоре, и на диаграмме они изображаются одним и тем же вектором.

Поперечный поток обмотки якоря является по существу таким же потоком рассеяния, как поток рассеяния в пазах и вокруг лобовых частей. Поэтому составляющие напряжения E_q и E_s, преодолевающие э. д. с., индуктируемые этими потоками, опережают ток на 90°. Падение напряжения в активном сопротивлении обмотки якоря и в щеточном контакте $\Delta U_я + \Delta U_щ$ совпадает по фазе с током.

Наконец, составляющая напряжения, преодолевающая э. д. с. вращения, совпадает по фазе с потоком, так как изменяется синхронно с ним.

Суммируя все эти составляющие, получаем вектор напряжения на зажимах машины. Активная и реактивная составляющие напряжения U определяются выражениями:

$$U_r = E_в \sin\alpha + \Delta U + E_n \cos\alpha; \qquad (2\text{-}36)$$

$$U_x = E_в \cos\alpha + E_{sв} + E_q + E_s - E_n \sin\alpha, \qquad (2\text{-}37)$$

где ΔU — суммарное падение напряжения во всех активных сопротивлениях, равное:

$$\Delta U = \Delta U_в + \Delta U_я + \Delta U_щ. \qquad (2\text{-}38)$$

Сдвиг по фазе между током и напряжением

$$\varphi = \operatorname{arc\,tg} \frac{U_x}{U_r} = \operatorname{arc\,tg} \frac{E_в \cos\alpha + E_{sв} + E_q + E_s - E_n \sin\alpha}{E_в \sin\alpha + \Delta U + E_n \cos\alpha}. \quad (2\text{-}39)$$

Учитывая, что угол α обычно довольно мал ($\cos\alpha \approx 1$, $\sin\alpha \approx 0$), и пренебрегая небольшой величиной ΔU, получим в первом приближении

$$\operatorname{tg}\varphi \approx \frac{E_в + E_{sв} + E_q + E_s}{E_n}. \quad (2\text{-}40)$$

Все э. д. с., содержащиеся в числителе выражения (2-40), пропорциональны частоте питания f, а э. д. с. E_n (см. формулу 2-7) пропорциональна частоте вращения якоря $f_я$. Чем больше отношение $\frac{f_я}{f}$, тем меньше будет сдвиг по фазе между током и напряжением, а следовательно, выше коэффициент мощности двигателя.

Согласно выражениям (2-3), (2-6), (2-31) и (2-32) имеем:

$$\frac{E_в + E_{sв}}{E_n} = \pi p (1 + \sigma_в) u \frac{f}{f_я}.$$

Из выражений (2-7), (2-24), (2-25) и (2-27) получаем:

$$\frac{E_q + E_s}{E_n} = \frac{k_2}{u} \frac{f}{f_я},$$

где

$$k_2 = \frac{8p}{k_1 Z} \left(\frac{2ak_\varphi \mu_0 \pi}{k_\delta \delta Z^2} + \frac{\xi_s}{2D} \right) 10^6.$$

Подставляя эти величины в (2-40), найдем:

$$\operatorname{tg}\varphi \approx \frac{f}{f_я} \left[\pi p (1 + \sigma_в) u + \frac{k_2}{u} \right]. \quad (2\text{-}41)$$

Из этого выражения следует, что при выбранном отношении $\frac{f}{f_я}$ имеется оптимальное значение отношения чисел витков u (при котором угол φ будет минимальным, а $\cos\varphi$ максимальным), определяемое из условия

$$\frac{\partial \operatorname{tg}\varphi}{\partial u} = 0,$$

которое дает:

$$u_{опт} = \sqrt{\frac{k_2}{\pi (1 + \sigma_в) p}} = \sqrt{\frac{8 \cdot 10^6}{k_1 Z (1 + \sigma_в)} \left(\frac{2ak_\varphi \mu_0}{k_\delta \delta Z^2} + \frac{\xi_s}{2\pi D} \right)}. \quad (2\text{-}42)$$

При одинаковых размерах и числе зубцов магнитная проводимость ξ_s для многополюсной машины будет немного меньше, чем у

машины двухполюсной, за счет сокращения длины лобовых соединений. Произведение ak_{ψ} значительно уменьшается при возрастании числа пар полюсов, о чем свидетельствуют данные, приведенные для простой петлевой обмотки при $Z = 25$:

$p=a$	$к_{\psi}$	$ак_{\psi}$
1	99,04	99,04
2	12,845	25,69

Таким образом, оптимальное значение отношения чисел витков уменьшается по мере возрастания числа пар полюсов.

2-5. Характеристики универсального двигателя с последовательным возбуждением

Составляющие напряжения $E_{sв}$, E_q и E_s можно рассматривать как падение напряжения в индуктивных сопротивлениях рассеяния. Выражения для этих сопротивлений будут иметь вид:

$$x_{sв} = \frac{E_{sв}}{I} = 2\pi^2 \frac{ak_{\mu}}{\delta k_{\delta}} \mu_0 \sigma_в l D w_в^2 f, \tag{2-43}$$

$$x_q = \frac{E_q}{I} = 2\pi f L_{яq}, \tag{2-44}$$

где

$$L_{яq} = \frac{k_{\psi}}{4aR_{mz}} \left(\frac{N}{Z}\right)^2$$

индуктивность якоря, обусловленная поперечным полем реакции;

$$x_s = \frac{E_s}{I} = \frac{\pi f}{a} n_c L_{sc}. \tag{2-45}$$

Реактивные треугольники, выделенные штриховкой на рис. 2-7, можно заменить одним пунктирным треугольником со сторонами

$$\Delta U = \Delta U_в + \Delta U_я + \Delta U_щ = Ir; \tag{2-46}$$

$$\Delta U_x = E_{sв} + E_q + E_s = Ix, \tag{2-47}$$

где r — полное активное сопротивление двигателя, равное:

$$r = r_в + r_я + r_щ; \tag{2-48}$$

x — полное реактивное сопротивление рассеяния, которое равно:

$$x = x_{sв} + x_q + x_s. \tag{2-49}$$

Векторная диаграмма двигателя примет более простой вид, показанный на рис. 2-8.

Суммарное падение напряжения в активном и реактивном сопротивлении двигателя

$$U_z = \sqrt{\Delta U^2 + \Delta U_x^2} = \sqrt{r^2 + x^2}\, I = zI \qquad (2\text{-}50)$$

изображается вектором, который составляет с продолжением вектора $E_в$ угол $\beta-\alpha$, где

$$\beta = \text{acr}\,\text{tg}\,\frac{\Delta U}{\Delta U_x} = \text{arc}\,\text{tg}\,\frac{r}{x}. \qquad (2\text{-}51)$$

Сопротивление z и угол β являются одними из основных параметров универсального коллекторного двигателя, играющими, как будет показано далее, важную роль не только для двигателя с последовательным, но и с параллельным возбуждением.

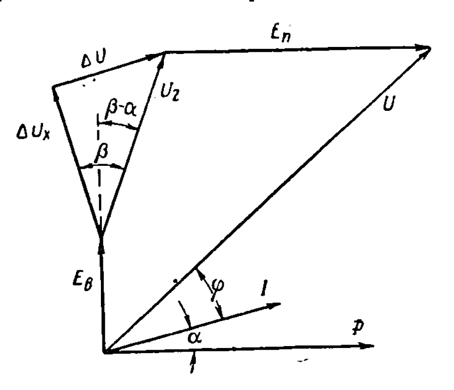


Рис. 2-8. Упрощенная векторная диаграмма универсального двигателя с последовательным возбуждением

Пользуясь упрощенной диаграммой, можно получить выражения, определяющие основные величины, характеризующие любой режим работы двигателя. Однако удобнее это сделать в относительных единицах, что позволит сравнивать между собой двигатели различных габаритов с любыми обмоточными данными.

Примем в качестве базисных величин ток $I_н$, напряжение $U_н$, потребляемую двигателем мощность $P_н$, скорость $n_н$ и электромагнитный момент $M_{э.н}$ в номинальном режиме. Для величин, характеризующих работу двигателя в любом режиме, введем в относительных единицах обозначения:

$$\left.\begin{aligned} \underline{I} &= \frac{I}{I_н}; \quad \underline{U} = \frac{U}{U_н}; \\ \underline{P} &= \frac{P}{P_н}; \quad \nu = \frac{n}{n_н}; \\ \underline{M}_э &= \frac{M_э}{M_{э.н.}}. \end{aligned}\right\} \qquad (2\text{-}52)$$

Кроме того, для момента потерь холостого хода, момента и мощности на валу, коэффициента полезного действия и э. д. с. враще-

ния будем иметь соответственно выражения:

$$\left.\begin{aligned} &\underline{M}_0 = \frac{M_0}{M_{э.\,н}};\ \underline{M} = \frac{M}{M_{э.\,н}} = \frac{M_э - M_0}{M_{э.\,н}} = \underline{M}_э - \underline{M}_0; \\ &\underline{P}_2 = \frac{P_2}{P_н};\quad \eta = \frac{P_2}{P} = \frac{\frac{P_2}{P_н}}{\frac{P}{P_н}} = \frac{\underline{P}_2}{\underline{P}};\ \underline{E}_п = \frac{E_п}{U_н}. \end{aligned}\right\} \quad (2\text{-}53)$$

Падение напряжения в реактивном сопротивлении рассеяния

$$\Delta U_x = Ix = \frac{I}{I_н} I_н x = \underline{I} \Delta U_{xн} = \underline{I} \frac{\Delta U_{xн}}{U_н} U_н = \underline{I} a_x U_н, \quad (2\text{-}54)$$

где a_x — реактивное падение напряжения рассеяния в относительных единицах при номинальном режиме, равное:

$$a_x = \frac{\Delta U_{xн}}{U_н}. \quad (2\text{-}55)$$

Аналогично можно получить выражения:

$$\left.\begin{aligned} \Delta U &= \underline{I} a_\Delta U_н; \\ U_z &= \underline{I} a_z U_н, \end{aligned}\right\} \quad (2\text{-}56)$$

где

$$\left.\begin{aligned} a_\Delta &= \frac{\Delta U_н}{U_н}; \\ a_z &= \frac{U_{zн}}{U_н} = \sqrt{a_\Delta^2 + a_x^2}. \end{aligned}\right\} \quad (2\text{-}57)$$

При отсутствии или малом насыщении магнитной системы поток Ф пропорционален току возбуждения (току I). При этом $E_в$ (формулы 2-31, 2-4 и 2-5) оказывается также пропорциональной току $\underline{I}$:

$$E_в = \frac{E_в}{E_{вн}} E_{вн} = \frac{I}{I_н} E_{вн} = \underline{I} \frac{E_{вн}}{U_н} U_н = \underline{I} a_в U_н, \quad (2\text{-}58)$$

где $a_в$ — отношение (при номинальном режиме) э. д. с., индуктируемой в обмотке возбуждения основным потоком, к напряжению на зажимах машины, равное:

$$a_в = \frac{E_{вн}}{U_н}. \quad (2\text{-}59)$$

Наконец, для э. д. с. вращения получим выражение:

$$E_п = \frac{E_п}{E_{пн}} E_{пн} = \frac{c_e n \Phi}{c_e n_н \Phi_н} E_{пн} = \underline{I}\underline{\nu} E_{пн} = \underline{I}\underline{\nu} \frac{E_{пн}}{U_н} U_н = \underline{I}\underline{\nu} a_п U_н, \quad (2\text{-}60)$$

где a_n — отношение э. д. с. вращения к напряжению на зажимах в номинальном режиме, равное:

$$a_n = \frac{E_{n\text{н}}}{U_{\text{н}}}. \qquad (2\text{-}61)$$

Разделив все составляющие диаграммы напряжений на номинальное напряжение, получим простую диаграмму в относительных единицах (рис. 2-9).

Из диаграммы имеем выражение для напряжения на зажимах:

$$\underline{U} = \underline{I}\sqrt{[a_в + a_z \cos(\beta - \alpha)]^2 + [\nu a_n + a_z \sin(\beta - \alpha)]^2}. \qquad (2\text{-}62)$$

Э. д. с. вращения

$$\underline{E}_n = \frac{E_n}{U_{\text{н}}} = a_n \nu \underline{I} =$$

$$= \sqrt{\underline{U}^2 + [a_в + a_z \cos(\beta - \alpha)]^2 \underline{I}^2} -$$

$$- \underline{I} a_z \sin(\beta - \alpha). \qquad (2\text{-}63)$$

Скорость вращения

$$\nu = \frac{\underline{E}_n}{a_n \underline{I}}. \qquad (2\text{-}64)$$

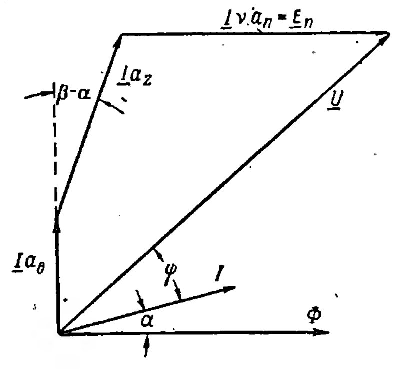


Рис. 2-9. Векторная диаграмма напряжений в относительных единицах

Коэффициент мощности

$$\cos\varphi = \frac{1}{\underline{U}}\left[\underline{I}a_в \cos\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right) + \underline{I}a_z \cos\left(\frac{\pi}{2} - \beta\right) + \underline{E}_n \cos\alpha\right] =$$

$$= \frac{(a_в \sin\alpha + a_z \sin\beta)\,\underline{I} + \underline{E}_n \cos\alpha}{\underline{U}}. \qquad (2\text{-}65)$$

Электромагнитный момент

$$\underline{M}_э = \frac{M_э}{M_{э\text{н}}} = \frac{c_{\text{м}}\Phi I \cos\alpha}{c_{\text{м}}\Phi_{\text{н}} I_{\text{н}} \cos\alpha} = \underline{I}^2. \qquad (2\text{-}66)$$

Момент на валу

$$\underline{M} = \underline{M}_э - \underline{M}_0 = \underline{I}^2 - \underline{M}_0. \qquad (2\text{-}67)$$

Потребляемая мощность

$$\underline{P} = \frac{P}{P_{\text{н}}} = \frac{UI\cos\varphi}{U_{\text{н}} I_{\text{н}} \cos\varphi_{\text{н}}} = \underline{U}\,\underline{I}\,\frac{\cos\varphi}{\cos\varphi_{\text{н}}}. \qquad (2\text{-}68)$$

Мощность на валу

$$\underline{P}_2 = \frac{P_2}{P_н} = \frac{\omega M}{P_н} = \frac{\pi n}{30} \cdot \frac{M M_н}{P_н}.$$

Подставляя в это выражение

$$n = \frac{E_n}{c_e \Phi}, \quad M_н = c_М \Phi_н I_н \cos\alpha \text{ и } P_н = U_н I_н \cos\varphi_н,$$

получим:

$$\underline{P}_2 = \frac{\pi c_М}{30 c_e} \frac{\cos\alpha}{\cos\varphi_н} \frac{E_n}{U_н} \frac{\Phi_н}{\Phi} \underline{M}.$$

Наконец, учитывая, что

$$\frac{c_М}{c_e} = \frac{30}{\pi}, \quad \frac{E_n}{U_н} = \underline{E}_n = \underline{I} \nu a_n \text{ и } \frac{\Phi_н}{\Phi} = \frac{1}{\underline{I}},$$

найдем:

$$\underline{P}_2 = a_n \frac{\cos\alpha}{\cos\varphi_н} \nu \underline{M}. \quad (2\text{-}69)$$

Сдвиг α по фазе между потоком и током при изменении момента на валу практически остается постоянным. Из выражения (2-35) следует, что

$$\sin\alpha = \frac{P_с + P_{мt}}{E_в I}. \quad (2\text{-}70)$$

Потери в стали $P_с$ можно считать пропорциональными квадрату индукции, т. е. квадрату потока или тока. Потери в коммутируемых секциях от трансформаторной э. д. с. определяются выражением

$$P_{мt} = \frac{E_t^2}{r_{мt}} 2p, \quad (2\text{-}71)$$

где $r_{мt}$ — сопротивление секции и переходного слоя.

Они оказываются пропорциональными квадрату тока, так как E_t пропорциональна потоку, а следовательно, и току. Э. д. с. $E_в$ также пропорциональна току. В результате и числитель и знаменатель выражения (2-70) изменяются пропорционально друг другу, а их отношение остается неизменным. В действительности этот угол несколько изменяется, так как потери на гистерезис возрастают несколько медленнее, чем растет квадрат тока (индукции). Однако небольшое изменение угла α практически не влияет на характеристики машины, тем более, что и сам угол α невелик.

Рассмотрим нормальный режим работы двигателя, когда напряжение на его зажимах остается постоянным и равным номинальному, а момент сопротивления на валу меняется. При этом будет изменяться ток, сдвиг по фазе между током и напряжением, но ко-

нец вектора напряжения должен оставаться на окружности радиуса $\underline{U} = 1$. На рис. 2-10 показаны диаграммы для двух различных значений момента на валу, которым соответствуют токи I и I'. Следует помнить, что на самом деле изменяется фаза тока, а не напряжения. Поэтому истинное положение всех векторов при возросшем моменте мы получим, повернув все векторы диаграммы, изображенной пунктиром, по часовой стрелке так, чтобы вектор $\underline{U} = 1$ занял прежнее положение.

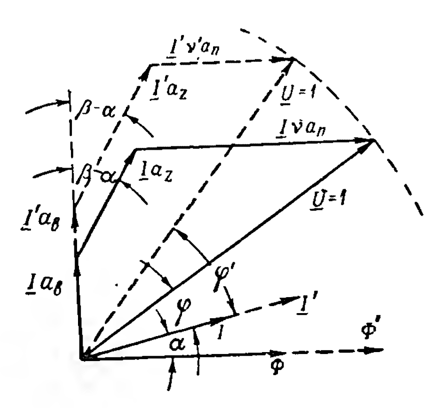


Рис. 2-10. Изменение составляющих номинального напряжения при изменении момента на валу

Задаваясь различными значениями тока в относительных единицах, по вышеприведенным формулам при $\underline{U} = 1$ можно рассчитать и построить характеристики двигателя.

На рис. 2-11 приведены характеристики в функции момента на валу для двигателя, имеющего следующие данные:

$$U_{н} = 145\ в,$$
$$I_{н} = 2{,}53\ а,$$
$$P_{н} = 315\ вт,$$
$$n_{н} = 4500\ об/мин,$$
$$M_{э.\,н} = 5{,}62\ кГ\cdot м,$$
$$a_{\Delta} = 0{,}0966,$$
$$a_x = 0{,}2069,$$
$$a_z = 0{,}2283,$$
$$a_в = 0{,}3966,$$
$$a_n = 0{,}7508,$$
$$\underline{M}_0 = 0{,}226,$$
$$\cos\varphi_{н} = 0{,}8554,$$
$$\beta = 25°,$$
$$\alpha = 17°.$$

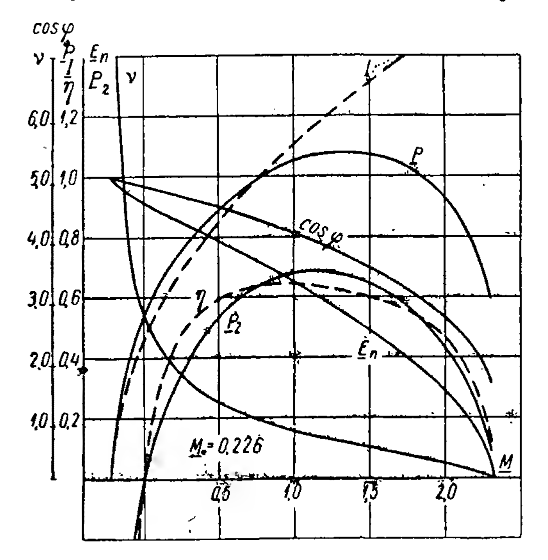


Рис. 2-11. Характеристики универсального коллекторного двигателя с последовательным возбуждением в функции момента на валу

Эти характеристики свидетельствуют о том, что универсальный коллекторный двигатель с последовательным возбуждением при питании переменным током по своим свойствам подобен обычному сериесному двигателю постоянного тока. С ростом момента на валу резко по закону, близкому

к гиперболическому, падает скорость вращения. Зависимость тока от момента является параболической. Э. д. с. вращения непрерывно уменьшается по мере роста нагрузки, так как возрастание потока происходит в меньшей степени нежели падает скорость. Кривые мощностей и к. п. д. имеют обычный вид. Полезная мощность равна нулю в режимах холостого хода и короткого замыкания, достигая обычно максимума при работе двигателя с некоторой перегрузкой. Мощность, потребляемая из сети, имеет также максимум, так как возрастание потерь при приближении к режиму короткого замыкания не компенсирует быстрое уменьшение полезной мощности. Коэффициент мощности при работе в нормальных режимах довольно высок ($\cos \varphi_н = 0{,}85$) и лишь при перегрузках начинает быстро уменьшаться. Его изменения как бы деформируют характеристики сериесного двигателя постоянного тока, превращая их в характеристики универсального коллекторного двигателя с последовательным возбуждением.

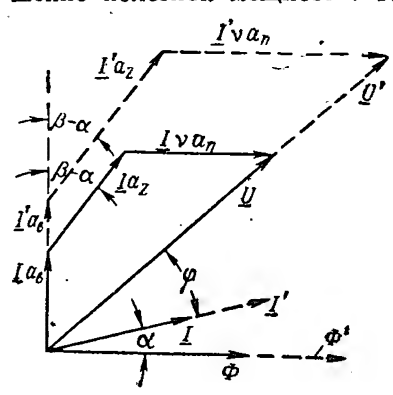


Рис. 2-12. Векторные диаграммы в режиме стабилизированной скорости

В режиме стабилизированной скорости $\nu = \text{const}$, и э. д. с. вращения E_n оказывается пропорциональной потоку, т. е. току. В связи с этим при изменении нагрузки все стороны векторной диаграммы (рис. 2-12) изменяются пропорционально изменению тока.

На основании полученных выражений (2-62)—(2-69) были рассчитаны и построены характеристики машины, параметры которой приводились выше, в режиме стабилизированной скорости при $\nu = 0{,}8$. Эти характеристики в функции тока показаны на рис. 2-13. Поскольку все составляющие напряжения изменяются пропорционально току, зависимость его от тока получается линейной, а сдвиг по фазе φ остается неизменным и $\cos \varphi$ постоянным. Э. д. с. вращения, пропорциональная потоку и скорости вращения, при стабилизации последней изменяется пропорционально току. Зависимость потребляемой мощности от тока при $\cos \varphi = \text{const}$ является квадратичной, так как напряжение растет пропорционально току. Полезная мощность на валу пропорциональна квадрату тока, так как зависимость момента от тока является квадратичной, а скорость постоянна.

Определяя ν из (2-62), получим:

$$\nu = \frac{1}{a_n}\left[\sqrt{\left(\frac{\underline{U}}{\underline{I}}\right)^2 - [a_в + a_z \cos(\beta - \alpha)]^2} - a_z \sin(\beta - \alpha)\right]. \quad (2\text{-}72)$$

При постоянном моменте на валу ток, в соответствии с (2-67), будет неизменным:

$$\underline{I} = \sqrt{\underline{M} - \underline{M}_0}\,.$$

Поэтому скорость вращения будет изменяться при изменении напряжения. Выражение (2-72) является уравнением регулировочной характеристики, которая показана на рис. 2-14 для случая, когда момент на валу равен 0,774 от номинального. В значительной части эта характеристика близка к линейной. Напряжение, при котором двигатель приходит во вращение, определяется из (2-62) с учетом того, что $\nu = 0$:

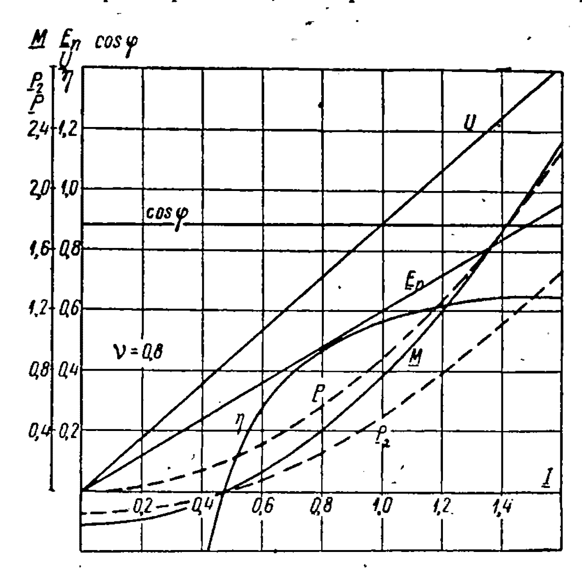


Рис. 2-13. Характеристики универсального коллекторного двигателя с последовательным возбуждением при стабилизации скорости в функции тока

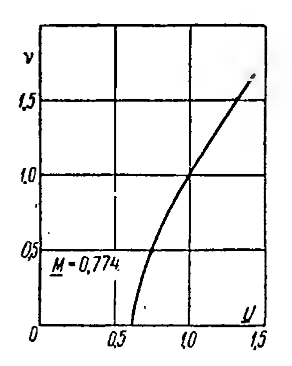


Рис. 2-14. Регулировочная характеристика универсального коллекторного двигателя с последовательным возбуждением

$$\underline{U}_{\text{тр}} = \underline{I}\sqrt{[a_в + a_z\cos(\beta - \alpha)]^2 + a_z^2\sin^2(\beta - \alpha)}\,. \qquad (2\text{-}73)$$

Скорость можно регулировать путем изменения потока, шунтируя обмотку возбуждения. Не останавливаясь на выводе формул, соответствующих шунтированию различными типами сопротивлений, поясним возможность такого регулирования. Если параллельно с обмоткой возбуждения включить сопротивление $Z_{ш}$ (рис. 2-15) с таким же сдвигом по фазе, как в обмотке возбуждения, ток I якоря разделится между двумя ветвями:

$$I = I_в + I_{ш}.$$

При постоянном моменте на валу

$$M = c_M \Phi I \cos\alpha = c_M \frac{\Phi}{\Phi_н} \Phi_н I \cos\alpha = \frac{c_M \Phi_н}{I_{вн}} I_в I \cos\alpha = \text{const}$$

постоянным должно быть произведение $I_в I$. Это означает, что при шунтировании обмотки возбуждения и уменьшении тока возбуждения (и потока), например, вдвое, возрастет вдвое ток якоря. При этом (рис. 2-16) вдвое уменьшится напряжение $U_в$ на зажимах обмотки возбуждения и вдвое возрастет падение напряжения $U_г$ в обмотке якоря. Э. д. с. вращения уменьшится незначительно, а скорость

$$n' = \frac{E_п'}{c_e \Phi'}$$

значительно возрастет, так как поток уменьшится вдвое. Можно показать, что шунтирование якоря приводит к уменьшению скорости вращения.

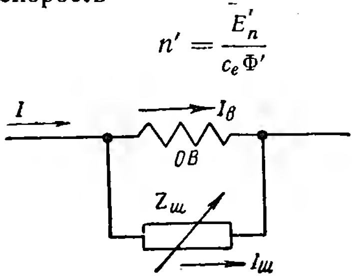


Рис. 2-15. Регулирование скорости универсального коллекторного двигателя с последовательным возбуждением шунтированием обмотки возбуждения

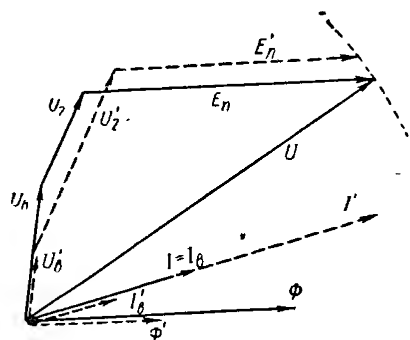


Рис. 2-16. Влияние шунтирования обмотки возбуждения на э. д. с. вращения

Возможность простого плавного и широкого регулирования скорости универсального коллекторного двигателя с последовательным возбуждением является большим его достоинством. Следует подчеркнуть, что при промышленной частоте можно получить очень высокую скорость вращения (до 20 000 *об/мин*), недостижимую при применении двигателей синхронных или асинхронных.

Существенным недостатком описанных двигателей является ухудшение процесса коммутации при работе от сети переменного тока и повышение в связи с этим уровня радиопомех.

2-6. Круговая диаграмма универсального коллекторного двигателя с последовательным возбуждением

Для построения геометрического места тока найдем его выражение в комплексном виде. Обратимся к диаграмме рис. 2-8. Составляющую напряжения $E_в$, опережающую ток на угол $\frac{\pi}{2} - \alpha$,

можно рассматривать как падение напряжения в некотором сопротивлении $Z_в$:

$$\dot{E}_в = \dot{I} z_в \varepsilon^{j\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right)}, \tag{2-74}$$

где

$$z_в = \frac{E_в}{I} \approx 2\pi^2 \frac{\mu_0 k_\mu}{k_\delta \delta} \alpha l D w_в^2 f. \tag{2-75}$$

Падение напряжения U_z, опережающее ток на угол $\frac{\pi}{2} - \beta$, в комплексном виде определится выражением:

$$\dot{U}_z = z\dot{I} \varepsilon^{j\left(\frac{\pi}{2} - \beta\right)}. \tag{2-76}$$

Наконец, составляющую напряжения E_n, отстающую от тока на угол α, можно рассматривать как падение напряжения в переменном сопротивлении z_n, изменяющемся пропорционально скорости:

$$\dot{E}_n = z_n \dot{I} \varepsilon^{-j\alpha} = k_n n \dot{I} \varepsilon^{-j\alpha}, \tag{2-77}$$

где

$$z_n = \frac{E_n}{I} = k_n n; \tag{2-78}$$

$$k_n = k_1 u \frac{p}{60} \tau l w_я^2 10^{-6}. \tag{2-79}$$

Условимся вектор напряжения на зажимах двигателя располагать по оси вещественных. Тогда основное уравнение машины в символическом виде будет иметь вид:

$$\dot{U} = \dot{I} z_в \varepsilon^{j\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right)} + \dot{I} z \varepsilon^{j\left(\frac{\pi}{2} - \beta\right)} + \dot{I} k_n n \varepsilon^{-j\alpha}. \tag{2-80}$$

Отсюда комплекс тока

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}}{z_в \varepsilon^{j\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right)} + z \varepsilon^{j\left(\frac{\pi}{2} - \beta\right)} + k_n n \varepsilon^{-j\alpha}}. \tag{2-81}$$

Два первых члена знаменателя можно заменить эквивалентным сопротивлением

$$Z_к = z_к \varepsilon^{j\varphi_к} = r_к + jx_к = z_в \varepsilon^{j\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right)} + z \varepsilon^{j\left(\frac{\pi}{2} - \beta\right)}, \tag{2-82}$$

где

$$\left.\begin{aligned} r_к &= z_в \sin\alpha + r; \\ x_к &= z_в \cos\alpha + x; \\ \varphi_к &= \operatorname{arc\,tg} \frac{x_к}{r_к}. \end{aligned}\right\} \tag{2-83}$$

После этого выражение для тока примет окончательный вид:

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}}{Z_{\text{к}} + k_n n \varepsilon^{-j\alpha}}. \qquad (2\text{-}84)$$

Для получения геометрического места тока (рис. 2-17) необходимо [Л. 2-11] построить зеркальное отображение относительно оси вещественных геометрического места, соответствующего знаменателю, затем его обратить по правилам обращения в веществен-

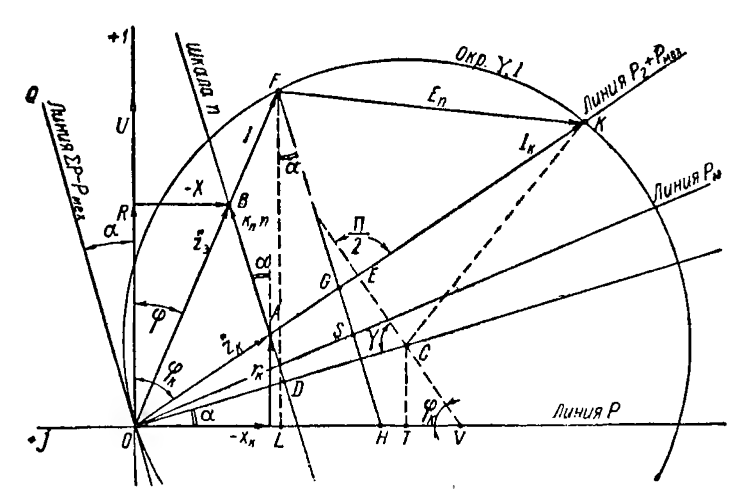


Рис. 2-17. Геометрическое место тока универсального коллекторного двигателя с последовательным возбуждением

ной плоскости и умножить на U. Зеркальное отображение геометрического места, соответствующего знаменателю

$$\dot{Z}_{\text{к}} + k_n n \varepsilon^{j\alpha},$$

представляет собой прямую, проходящую через конец вектора $Z_{\text{к}}$ (точка A) под углом α к оси вещественных (линия AB), так как n является переменной величиной. Обращая эту прямую, не проходящую через начало координат, получаем окружность проводимости Y, проходящую через начало координат. Центр этой окружности (точка C) должен лежать на перпендикуляре, опущенном из начала координат на обращаемую прямую (линия $ОД$). Умножая окружность проводимостей на U, получим окружность тока. Соответствующим подбором масштабов проводимости и тока эти диаграммы можно совместить.

Таким образом, геометрическим местом тока универсального коллекторного двигателя с последовательным возбуждением является окружность, проходящая через начало координат, центр

которой приподнят и лежит на луче, составляющем с осью асбцисс угол α.

Построение этой окружности удобнее производить следующим образом. Выбрав масштаб сопротивлений *m ом/см*, строим вектор $\dot{Z}_к$, составляющий с осью вещественных угол $\varphi_к$. Сопротивление $\dot{Z}_к$, как это следует из выражения (2-84), представляет собой сопротивление двигателя в режиме короткого замыкания при $n = 0$. Поэтому, выбрав масштаб тока *a а/см*, ток короткого замыкания

$$\dot{I}_к = \frac{U}{\dot{Z}_к} = \frac{U}{z_к}\varepsilon^{-j\varphi_к} = I_к\varepsilon^{-j\varphi_к} \qquad (2\text{-}85)$$

можно изобразить вектором (точка K), который будет являться продолжением вектора $\dot{Z}_к$. Этот вектор должен быть хордой окружности тока. Разделив отрезок (OK) пополам (точка E), получим центр окружности тока на пересечении перпендикуляра, восстановленного из точки E (линия EC), с лучом, проведенным под углом α к оси абсцисс.

Определение всех величин, характеризующих работу двигателя в каком-либо режиме, которому соответствует точка F, производится следующим образом.

Соединив точку F с началом координат, находим величину тока

$$I = (OF)\,a. \qquad (2\text{-}86)$$

Отрезок (BA), отсекаемый на линии BAD, дает величину $k_n n$ в масштабе сопротивлений:

$$(BA) = \frac{k_n n}{m}.$$

Поэтому скорость вращения может быть измерена отрезком (BA):

$$n = \frac{m}{k_n}(BA), \qquad (2\text{-}87)$$

а линия BAD может служить шкалой скорости с масштабом

$$M_n = \frac{n}{(BA)} = \frac{m}{k_n}\ об/мин\cdot см. \qquad (2\text{-}88)$$

Из выражения (2-84) имеем:

$$\dot{E}_n = k_n n\dot{I}\varepsilon^{-j\alpha} = U - \dot{I}\dot{Z}_к = U - \dot{I}z_к\varepsilon^{j\varphi_к}.$$

Умножая на $\varepsilon^{-j\varphi_к}$, получим:

$$\dot{E}_n\varepsilon^{-j\varphi_к} = U\varepsilon^{-j\varphi_к} - \dot{I}z_к = I_к z_к\varepsilon^{-j\varphi_к} - \dot{I}z_к =$$

$$= a(OK)z_к\varepsilon^{-j\varphi_к} - a(OF)\varepsilon^{-j\varphi}z_к = az_к\left(\overrightarrow{OK} - \overrightarrow{OF}\right) = az_к\overrightarrow{KF}.$$

Таким образом, э. д. с. вращения измеряется отрезком (KF):

$$E_n = v(KF) \tag{2-89}$$

в масштабе

$$v = az_к. \tag{2-90}$$

Линией потребляемой мощности P является ось мнимых, так как напряжение U мы условились считать числом вещественным. Если геометрическим местом тока является окружность, то линией потерь, зависящих от тока, является полуполяра начала координат относительно окружности. Когда окружность проходит через начало координат, полуполяра вырождается в касательную, проведенную к окружности в начале координат (линия OQ). В нашем случае механические потери от тока не зависят. Поэтому линия OQ будет являться линией всех потерь за вычетом потерь механических. Механические потери можно рассматривать как часть мощности $P_2 + P_{мех}$, развиваемой двигателем на валу. Линия этой мощности должна проходить через точку пересечения двух предыдущих линий мощности, т. е. через начало координат. Кроме того, она должна проходить через точку круговой диаграммы, соответствующую режиму, при котором мощность $P_2 + P_{мех}$ равна нулю. Такой точкой является точка K, соответствующая режиму короткого замыкания.

Построив линии мощностей, можем измерять мощности в одном масштабе отрезками прямой, проведенной через конец вектора тока параллельно любой из линий мощности. Проведем через точку F линию FH, параллельную линии $\sum P—P_{мех}$, тогда

$$P = UI\cos\varphi = Ua(OF)\cos\varphi = Ua(FL) =$$

$$= Ua(FH)\cos\alpha = w(FH). \tag{2-91}$$

Следовательно, потребляемая мощность измеряется отрезком (FH) в масштабе

$$w = Ua\cos\alpha. \tag{2-92}$$

В этом же масштабе измеряются остальные мощности отрезками (FG) и (GH):

$$P_2 + P_{мех} = w(FG); \tag{2-93}$$

$$\Sigma P - P_{мех} = P_с + P_{мt} + P_м = w(GH). \tag{2-94}$$

Последние потери следует разделить на потери в меди $P_м$ и суммарные потери в стали и коммутируемых секциях:

$$P_с + P_{мt}.$$

Потери в меди

$$P_м = I^2r \tag{2-95}$$

могут быть изображены отрезком

$$(HS) = \frac{P_м}{w}. \tag{2-96}$$

Проведя линию OS, получим:

$$P_c + P_{\text{м}t} = w\,(GS). \qquad (2\text{-}97)$$

Таким образом, в любом режиме отрезок линии (FH) между линией OS и осью абсцисс дает потери в меди, а отрезок между линиями OS и OK дает суммарные потери в стали и коммутируемых секциях.

Потери механические, изменяющиеся пропорционально скорости, могут быть в любом режиме получены следующим образом (рис. 2-18). Пусть точка N соответствует номинальному режиму, а точка K режиму короткого замыкания. Проведем луч ON до пересечения в точке A со шкалой n. Тогда отрезок AF будет изображать номинальную скорость. Пусть, далее, точка B соответствует режиму с током меньше номинального. Поступая аналогично предыдущему, получим отрезок (DF), изображающий скорость в данном режиме. Отношение скоростей будет равно отношению отрезков:

$$\frac{n}{n_{\text{н}}} = \frac{(DF)}{(AF)}. \qquad (2\text{-}98)$$

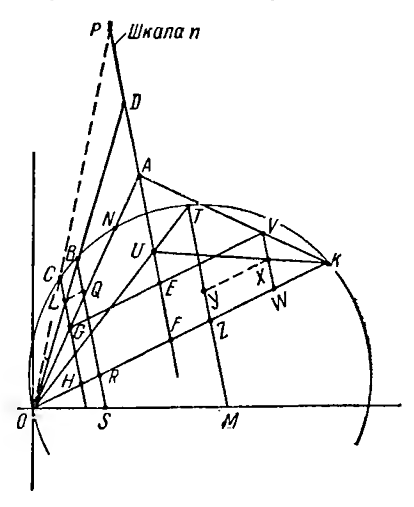


Рис. 2-18. Определение механических потерь

Отложим на шкале n от точки F в масштабе мощности отрезок (EF), соответствующий механическим потерям в номинальном режиме, и проведем через точку E линию GV, параллельную OK. Эта линия пересечет луч OA в точке G, через которую проведем линию, параллельную DF. Тогда отрезок (GH) также будет изображать номинальные механические потери:

$$(GH) = (EF) = \frac{P_{\text{мех. н}}}{w}. \qquad (2\text{-}99)$$

Линия HG пересечет луч OB в точке L, а длина отрезка (HL) окажется равной:

$$(HL) = (HG)\frac{(DF)}{(AF)} = \frac{P_{\text{мех. н}}}{w} \cdot \frac{n}{n_{\text{н}}}.$$

Следовательно, отрезок (HL) в масштабе мощности измеряет механические потери, соответствующие точке B диаграммы:

$$(HL)\,w = \frac{n}{n_{\text{н}}} P_{\text{мех. н}}. \qquad (2\text{-}100)$$

Отрезок (BS), проведенный через конец вектора тока параллельно шкале n, изображает, как было показано выше, потребляемую мощность, а отрезок (BR) сумму $P_2 + P_{мех}$. Проведя через точку L линию, параллельную OK, получим:

$$(QR)w = (LH)w = \frac{n}{n_н} P_{мех.\,н} = P_{мех}; \qquad (2\text{-}101)$$

$$(BQ)w = [(BR) - (QR)]w = P_2. \qquad (2\text{-}102)$$

Таким образом, в масштабе мощности отрезок (BQ) измеряет полезную мощность на валу, а отрезок (QR) механические потери. Для режима с током больше номинального удобнее все построения производить справа от шкалы n, соединяя точки на ней с точкой K, а не с точкой O. Такое построение проделано на рис. 2-18 для режима, соответствующего точке T. Получающийся отрезок YZ измеряет в масштабе w механические потери, соответствующие этому режиму.

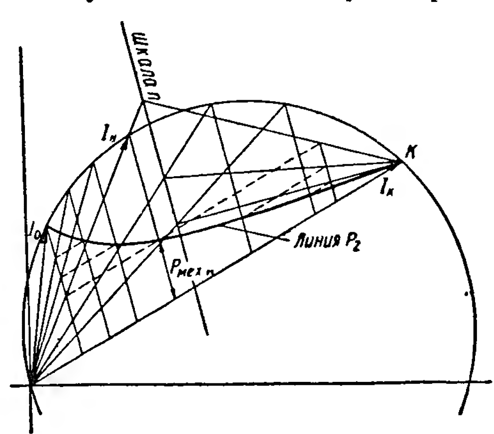


Рис. 2-19. Построение линии полезной мощности

Из построения следует, что при токе меньше номинального механические потери получаются больше номинальных, а при токе больше номинального они меньше номинальных. В первом случае механические потери изображаются отрезками линии HGL. Продолжив эту линию до пересечения с круговой диаграммой, получим точку C, которая будет соответствовать режиму $P_2 = 0$, т. е. режиму реального холостого хода. Отрезок (OC) в масштабе тока дает ток холостого хода. Продолжая луч OC до пересечения со шкалой n, получаем отрезок (PF), изображающий скорость холостого хода.

На рис. 2-19 произведено определение механических потерь для различных токов во всем диапазоне от холостого хода до короткого замыкания. Соединив найденные точки плавной кривой, получаем линию P_2 полезной мощности на валу. Заметим, что участок этой линии, соответствующий токам больше номинального, почти совпадает с прямой, соединяющей точку K с точкой механических потерь при номинальном токе. На начальном участке вследствие значительного возрастания механических потерь за счет роста скорости линия P_2 круто поднимается вверх.

Шкала к. п. д. может быть построена (рис. 2-20) следующим образом. Описанным выше способом получаем отрезки, пропорциональные полезной и потребляемой мощности:

$$P_2 = (FQ)w, \quad P = (FH)w.$$

В нижнем левом квадранте проводим десять (на рисунке показано только пять) горизонтальных линий на равном расстоянии друг от друга. При выполнении диаграммы на миллиметровке эти линии удобно проводить через сантиметр или полсантиметра. Продолжая вектор тока, получаем точку D на пересечении с нижней линией. Проведя через точку D линию DA, параллельную линии FH, получаем шкалу к. п. д. В самом деле, пересечение луча QO с линией AD дает точку B, и из подобия треугольников имеем:

$$\eta = \frac{P_2}{P} = \frac{(FQ)}{(FH)} = \frac{(DB)}{(DA)}. \tag{2-103}$$

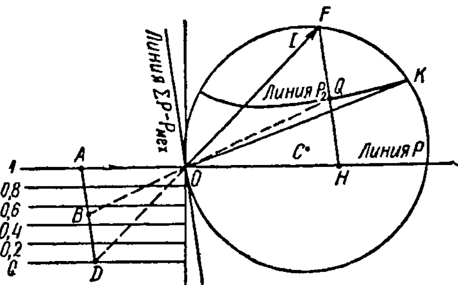


Рис. 2-20. Построение шкалы к. п. д.

Отношение отрезков (DB) и (DA) легко может быть определено с помощью проведенных вспомогательных линий. На рис. 2-20 $\eta = 0{,}52$.

Шкала $\cos\varphi$ получается обычным способом [Л. 2-10] путем откладывания по оси ординат отрезка, разделенного на десять частей, на котором как на диаметре строится полуокружность.

Координаты центра круговой диаграммы и ее радиус могут быть определены расчетным путем. Из диаграммы (см. рис. 2-17) имеем:

$$\gamma = \varphi_к + \alpha;$$

$$(EV) = (OE)\,\mathrm{ctg}\,\varphi_к;$$

$$(EC) = (OE)\,\mathrm{ctg}\,\gamma = (OE)\,\mathrm{ctg}\,(\varphi_к + \alpha);$$

$$(CV) = (EV) - (EC) = (OE)\,[\mathrm{ctg}\,\varphi_к - \mathrm{ctg}\,(\varphi_к + \alpha)].$$

После этого легко определяется ордината центра окружности:

$$y_c = (CT) = (CV)\sin\varphi_к = \frac{U}{2z_к a}\,[\mathrm{ctg}\,\varphi_к - \mathrm{ctg}\,(\varphi_к + \alpha)]\sin\varphi_к, \tag{2-104}$$

так как

$$(OE) = \frac{(OK)}{2} = \frac{U}{2z_к a}.$$

Абсцисса центра окружности:

$$x_c = (OT) = (OV) - (VT) = \frac{(OE)}{\sin \varphi_к} - (CV) \cos \varphi_к =$$
$$= (OE) \left\{ \frac{1}{\sin \varphi_к} - [\operatorname{ctg} \varphi_к - \operatorname{ctg}(\varphi_к + \alpha)] \cos \varphi_к \right\} =$$
$$= \frac{U}{2z_к a} [\sin \varphi_к + \cos \varphi_к \operatorname{ctg}(\varphi_к + \alpha)]. \qquad (2\text{-}105)$$

Радиус окружности

$$\rho = \frac{(OE)}{\sin \gamma} = \frac{U}{2z_к a \sin(\varphi_к + \alpha)} = \frac{I_к}{2a \sin(\varphi_к + \alpha)}. \qquad (2\text{-}106)$$

В любом режиме двигатель можно рассматривать как некоторое эквивалентное сопротивление, составляющие которого будут зависеть от скорости. Из этой же диаграммы получаем:

$$\left.\begin{aligned} Z_э &= R + jX = z\varepsilon^{j\varphi}; \\ R &= r_к + k_n n \cos \alpha; \\ X &= x_к - k_n n \sin \alpha; \\ \varphi &= \operatorname{arc\,tg} \frac{X}{R}. \end{aligned}\right\} \qquad (2\text{-}107)$$

Эти выражения говорят о том, что сдвиг по фазе между током и напряжением уменьшается, а коэффициент мощности увеличивается при возрастании скорости. Потери в стали оказывают двоякое влияние на параметры двигателя. С одной стороны, они уменьшают к. п. д., но с другой — увеличивают коэффициент мощности, так как при их отсутствии эквивалентное реактивное сопротивление X было бы больше.

Пользуясь круговой диаграммой, можно определить ток и скорость холостого хода:

$$I_0 = \sqrt{\frac{P_{мех.\,н}}{k_n n_н \cos \alpha}}; \qquad (2\text{-}108)$$

$$n_0 = n_н \frac{I_0 U}{P_{мех.\,н}} \cdot \frac{\sin(\varphi_к - \varphi_0)}{\sin \gamma} \cos \alpha =$$
$$= \frac{U}{I_0 k_n} \cdot \frac{\sin(\varphi_к - \varphi_0)}{\sin \gamma}, \qquad (2\text{-}109)$$

здесь $\varphi_0 = \frac{\vartheta}{2} - \alpha$ — сдвиг по фазе между током и напряжением при холостом ходе,

$$\vartheta = 2 \arcsin \left[\frac{I_0}{I_к} \sin(\varphi_к + \alpha) \right];$$

$$\gamma = \operatorname{arc\,tg} \frac{\sin(\varphi_к - \varphi_0)}{\cos(\varphi_к - \varphi_0) - \frac{I_0}{I_к} \cos \alpha}.$$

2-7. Оптимальное отношение чисел витков и работа машины двигателем постоянного тока

Оптимальное соотношение витков обмоток возбуждения и якоря, к которому следует стремиться для получения максимального коэффициента мощности, определяется выражением (2-42), второй член которого учитывает э. д. с., наводимую в обмотке якоря потоками рассеяния, замыкающимися поперек паза. Эта э. д. с. значительно меньше э. д. с., индуктируемой поперечным полем якоря. Поэтому в первом приближении можем положить:

$$u_{\text{опт}} \approx \sqrt{\frac{16ak_\phi \mu_0 10^6}{k_1(1+\sigma_в)k_\delta \delta Z^3}} = \frac{2}{Z}\sqrt{\frac{ak_\phi}{(1+\sigma_в)\alpha Z}}. \qquad (2\text{-}110)$$

Принимая для примера $Z = 25, 1 + \sigma_в = 1{,}05$, $\alpha = 0{,}67$ и беря значения ak_ϕ, приведенные выше (стр. 136), получим при $p = 1$ $u_{\text{опт}} \approx 0{,}191$, а при $p = 2$ $u_{\text{опт}} \approx 0{,}0952$.

В действительности значение оптимального соотношения чисел витков будет несколько больше, но не выше чем на 25—30%. Поэтому можно принять $u \leqslant 0{,}25$ при $p = 1$ и $u \leqslant 0{,}125$ при $p = 2$.

При работе машины от сети постоянного тока н. с. поперечного поля под краем полюсного башмака

$$\frac{1}{2}\alpha\tau A = \frac{\alpha\tau}{2} \cdot \frac{I}{2a} \cdot \frac{N}{2p\tau} = \frac{\alpha I}{2p} w_я.$$

Отношение н. с. обмотки возбуждения (на полюс) к н. с. поперечного поля

$$Iw_в : \frac{\alpha\tau}{2} A = \frac{w_в}{w_я} \cdot \frac{2p}{\alpha} = u\frac{2p}{\alpha}.$$

Отсюда отношение чисел витков

$$u = \frac{\alpha}{2p} \cdot \frac{Iw_в}{\frac{\alpha\tau}{2}A}. \qquad (2\text{-}111)$$

Во избежание опрокидывания поля под полюсом н. с. обмотки возбуждения на полюс должна быть больше н. с. поперечного поля под краем полюса:

$$2\frac{Iw_в}{\alpha\tau A} \geqslant 1{,}2 - 1{,}3.$$

Поэтому

$$u \geqslant (0{,}6 - 0{,}65)\frac{\alpha}{p}. \qquad (2\text{-}112)$$

Для двух- и четырехполюсных машин получаем: $u \geqslant 0{,}402$—$0{,}436$ при $p = 1$ и $u \geqslant 0{,}201$—$0{,}218$ при $p = 2$. Таким образом, при питании постоянным током соотношение чисел витков u должно быть больше, чем при питании током переменным. Обеспечить это можно,

включая при работе от сети постоянного тока дополнительную обмотку возбуждения.

Число витков обмотки возбуждения на полюс при питании переменным током:

$$w_{в\sim} = uw_{я} = u\frac{N}{4a}.$$

При питании постоянным током оно должно быть равно:

$$w_{в=} = \frac{F_0}{2pI}.$$

Число витков на полюс дополнительной обмотки возбуждения, включаемой на постоянном токе, оказывается равным:

$$\Delta w_{в} = w_{в=} - w_{в\sim} = \frac{F_0}{2pI} - u\frac{N}{4a}. \qquad (2\text{-}113)$$

Однако при выборе величины $\Delta w_в$ приходится в большей мере ориентироваться на необходимость получения одинаковых скоростей вращения при постоянном и переменном токах в номинальных режимах.

2-8. Схемы универсального коллекторного двигателя с параллельным (независимым) возбуждением

Шунтовой двигатель обычной конструкции непригоден для работы на переменном токе. Ток, потребляемый двигателем, для того, чтобы он мог развивать значительную мощность на валу, должен отставать от напряжения на небольшой угол по фазе (должен иметь большую активную составляющую). Поток же, как было показано выше, будет отставать по фазе от напряжения на угол, близкий к $\pi/2$. Поэтому между током якоря и потоком будет большой сдвиг по фазе, и двигатель не сможет развить значительного момента.

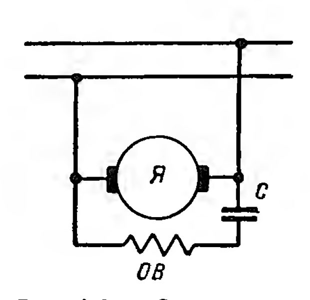


Рис. 2-21. Схема универсального коллекторного двигателя параллельного возбуждения с конденсатором

Простейший способ получить совпадение по фазе потока и тока якоря состоит в том, что в цепь обмотки возбуждения включается конденсатор. При этом уменьшается сдвиг по фазе между напряжением и током возбуждения, а следовательно, между потоком и током якоря, поскольку поток должен по-прежнему отставать от тока возбуждения на угол α, определяемый потерями в стали и коммутируемых секциях. Подбором соответствующей емкости можно добиться отсутствия сдвига по фазе между потоком и током якоря. На рис. 2-21 изображена такая простейшая схема.

Недостатком этой схемы является то, что при изменении нагрузки изменяется фаза тока якоря, а фаза потока остается постоян-

ной. Это приводит к появлению отрицательно сказывающегося на работе двигателя сдвига по фазе между потоком и током якоря. При небольших колебаниях нагрузки эта схема является наилучшей в силу своей простоты. При значительных колебаниях нагрузки может быть использовано включение емкости ступенями, однако это вызывает значительное усложнение схемы. Подбирая емкость, следует убедиться в невозможности возникновения феррорезонанса в цепи возбуждения, при котором нарушается нормальная работа двигателя. Ток возбуждения становится опережающим, а сдвиг по фазе между потоком и током якоря близким к $\pi/2$. Для исключения возможности возникновения феррорезонанса емкость следует выбирать так, чтобы вольтамперная характеристика конденсатора не пересекалась с вольтамперной характеристикой обмотки возбуждения [Л.2-10].

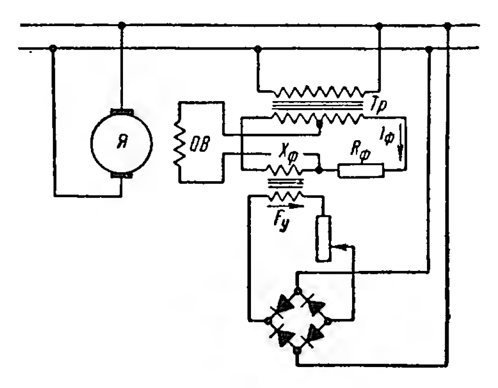


Рис. 2-22. Схема универсального коллекторного двигателя с параллельным возбуждением от фазовращающего устройства

Для получения максимального момента при отсутствии емкости в цепи возбуждения необходимо иметь сдвиг по фазе между напряжением возбуждения и напряжением на зажимах якоря, такой, чтобы поток и ток якоря совпали по фазе. Это может быть достигнуто питанием обмотки возбуждения от фазовращающей схемы, на выходе которой получается напряжение нужной фазы. В принципе можно питать напряжением от фазовращающей схемы цепь якоря, подключив обмотку возбуждения непосредственно к сети. Однако при этом схема получается громоздкой, так как ее элементы должны быть рассчитаны на большую мощность, потребляемую якорем.

Одна из схем универсального коллекторного двигателя с параллельным возбуждением, выполненная по этому принципу, показана на рис. 2-22. В качестве фазовращающей схемы используется обычный мост с переменной индуктивностью, роль которой играет катушка со стальным сердечником, подмагничиваемая постоянным током, получаемым от выпрямительного устройства. Для регулирования фазы напряжения возбуждения в цепь подмагничивания включено переменное сопротивление. На вход фазовращающей схемы напряжение может подаваться непосредственно от сети, питающей цепь якоря двигателя, или же через трансформатор, как показано на рис. 2-22. В обоих случаях получаем двигатель с параллельным возбуждением, аналогичный шунтовому.

Для получения нужной фазы напряжения возбуждения может быть использована любая иная схема, позволяющая регулировать фазу выходного напряжения. При питании этой схемы от независимого источника (непосредственно или через трансформатор) получаем универсальный коллекторный двигатель с независимым возбуждением, аналогичный двигателю постоянного тока независимого возбуждения. Для возможности подключения двигателя к сети постоянного тока обмотка возбуждения должна иметь отводы, такие же, как у коллекторного двигателя с последовательным возбуждением. С целью уменьшения потребления энергии двигателем и предотвращения повреждения элементов фазовращающей схемы, последняя должна в этом случае отключаться специальным переключателем со стороны входа и выхода.

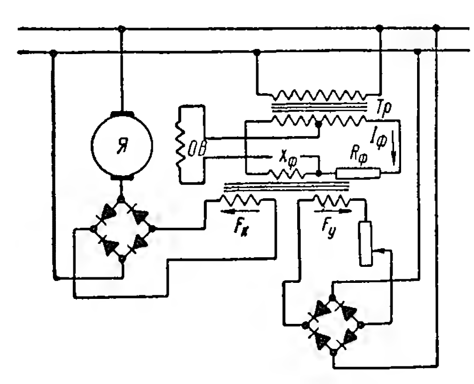


Рис. 2-23. Схема универсального коллекторного двигателя с параллельным возбуждением и автоматической регулировкой фазы напряжения возбуждения

При изменении нагрузки будет изменяться фаза тока в якоре за счет изменения э. д. с. вращения и падения напряжения в активных и реактивных сопротивлениях. Фаза же напряжения на зажимах обмотки возбуждения, а следовательно, и фаза потока, будет оставаться неизменной. Это приведет к нарушению условия получения максимального момента при нагрузках, отличающихся от номинальной. Поэтому при изменении нагрузки необходимо изменять фазу напряжения возбуждения, добиваясь того, чтобы сдвиг по фазе между током якоря и потоком всегда был бы равен нулю. В дальнейшем будет показано, что для достижения этого необходимо с увеличением нагрузки увеличивать сопротивление $x_ф$ индуктивного плеча фазовращающей схемы.

На рис. 2-23 показана схема, в которой эта цель достигается автоматически. Катушка со стальным сердечником, подмагничиваемая постоянным током, имеет дополнительную обмотку, по которой проходит выпрямленный ток якоря. Н. с. $F_к$ дополнительной обмотки должна ослаблять н. с. $F_у$ управляющей обмотки, питаемой от фазовращающей схемы. С ростом нагрузки будет увеличиваться н. с. $F_к$ дополнительной обмотки и ослабляться подмагничивание сердечника. В результате будет увеличиваться сопротивление $x_ф$ обмотки переменного тока. Соответствующим подбором материала сердечника и чисел витков обмоток катушки можно получить нужный закон изменения сопротивления $x_ф$ при изменении нагрузки.

2-9. Векторная диаграмма и основные уравнения универсального коллекторного двигателя с параллельным (независимым) возбуждением

Векторная диаграмма универсального коллекторного двигателя с параллельным или независимым возбуждением содержит те же составляющие, что и диаграмма двигателя с последовательным возбуждением. В отличие от последней она распадается на две диаграммы (рис. 2-24). Ток возбуждения $I_в$ опережает поток на угол α, определяемый потерями в стали и коммутируемых секциях. Составляющая $E_в$ напряжения возбуждения, преодолевающая э. д. с., индуктируемую в обмотке основным потоком, опережает последний на 90°. Падение напряжения $\Delta U_в$ в активном сопротивлении обмотки возбуждения совпадает с током $I_в$ по фазе, а составляющая напряжения $E_{sв}$, преодолевающая э. д. с., индуктируемую потоком рассеяния, опережает ток $I_в$ на 90°. Сумма этих трех составляющих дает напряжение на зажимах обмотки возбуждения.

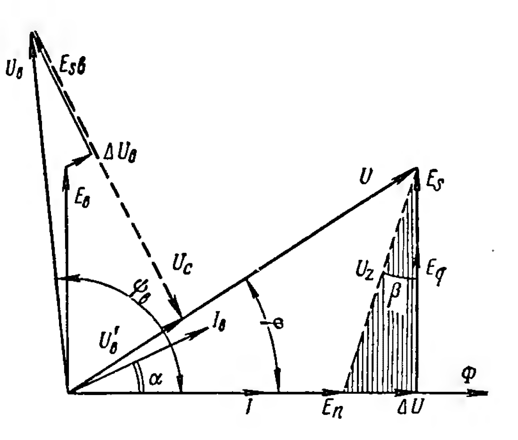


Рис. 2-24. Векторная диаграмма универсального коллекторного двигателя с параллельным или назависимым возбуждением

При правильном подборе фазы напряжения возбуждения ток в якоре совпадает по фазе с потоком. С потоком же совпадает э. д. с. вращения $E_п$. Падение напряжения ΔU в активном сопротивлении обмотки якоря и в переходном слое совпадает по фазе с током I, а следовательно, и с потоком. Составляющие напряжения якоря E_q и E_s, преодолевающие э. д. с., индуктируемые поперечным потоком и потоком рассеяния, опережают ток I на 90°. Сумма этих четырех составляющих дает напряжение на зажимах якоря. При включении емкости в цепь возбуждения к напряжению $U_в$ на зажимах обмотки возбуждения добавится, как показано на рис. 2-24 пунктиром, напряжение конденсатора, отстающее от тока $I_в$ на $\pi/2$. Результирующее напряжение $U'_в$ на зажимах всей цепи возбуждения при правильном подборе емкости должно совпадать по фазе с напряжением U на зажимах якоря. Величина необходимой емкости определяется выражением:

$$C = \frac{I_в}{\omega U_c} = \frac{I_в}{\omega U'_в \operatorname{tg}(\psi_в - \varphi)}. \qquad (2\text{-}114)$$

Сказанное справедливо при любом соотношении величин напряжений $U'_в$ и U, важно только совпадение их по фазе. При работе двигателя по схеме рис. 2-21 эти напряжения одинаковы, и в выражении (2-114) следует положить $U'_в = U$.

В дальнейшем мы будем обращать внимание только на диаграмму цепи якоря, считая, что напряжение возбуждения остается постоянным, а его фаза такова, что поток и ток якоря совпадают по фазе.

Реактивный треугольник, выделенный штриховкой на рис. 2-24, характеризуется соотношениями:

$$\Delta U = \Delta U_я + \Delta U_щ = Ir; \tag{2-115}$$

$$\Delta U_x = E_q + E_s = Ix; \tag{2-116}$$

$$\Delta U_z = \sqrt{\Delta U^2 + \Delta U_x^2} = \sqrt{r^2 + x^2}\, I = zI; \tag{2-117}$$

$$\beta = \operatorname{arc\,tg} \frac{\Delta U}{\Delta U_x} = \operatorname{arc\,tg} \frac{r}{x}, \tag{2-118}$$

где r — активное сопротивление цепи якоря, равное:

$$r = r_я + r_щ; \tag{2-119}$$

x — реактивное сопротивление рассеяния, равное:

$$x = x_q + x_s. \tag{2-120}$$

Сопротивление z и угол β, как и для двигателя с последовательным возбуждением, входят в число основных параметров, определяющих поведение двигателя в любом режиме. Составляющие z определяются только параметрами якоря.

Из диаграммы находим активную и реактивную составляющие напряжения:

$$U_r = E_n + \Delta U = c_e n\Phi + Ir; \tag{2-121}$$

$$U_x = E_q + E_s = Ix. \tag{2-122}$$

Далее имеем

$$\varphi = \operatorname{arc\,tg} \frac{U_x}{U_r} = \operatorname{arc\,tg} \frac{Ix}{c_e n\Phi + Ir}; \tag{2-123}$$

$$U = \sqrt{(E_n + \Delta U)^2 + (E_q + E_s)^2} = \sqrt{(c_e n\Phi + Ir)^2 + I^2x^2}; \tag{2-124}$$

$$E_n = \sqrt{U^2 - U_x^2} - \Delta U = \sqrt{U^2 - I^2x^2} - Ir; \tag{2-125}$$

$$n = \frac{E_n}{c_e\Phi}; \tag{2-126}$$

$$\cos\varphi = \frac{E_n + \Delta U}{U} = \frac{c_e n\Phi + Ir}{U}; \qquad (2\text{-}127)$$

$$P = UI\cos\varphi = IU_r = I(E_n + \Delta U) = I(c_e n\Phi + Ir); \qquad (2\text{-}128)$$

$$M_э = c_М I\Phi; \qquad (2\text{-}129)$$

$$M_0 = c_М I_0 \Phi \quad (I_0 \text{ — ток холостого хода}); \qquad (2\text{-}130)$$

$$M = M_э - M_0 = c_М \Phi (I - I_0); \qquad (2\text{-}131)$$

$$P_2 = M\omega = \frac{\pi n}{30} c_М \Phi (I - I_0) = \frac{\pi}{30}\frac{c_М}{c_e} E_n (I - I_0) =$$

$$= E_n (I - I_0); \qquad (2\text{-}132)$$

$$\eta = \frac{P_2}{P} = \frac{E_n (I - I_0)}{I(E_n + \Delta U)} = \frac{1 - \frac{I_0}{I}}{1 + \frac{\Delta U}{E_n}}. \qquad (2\text{-}133)$$

Эти выражения дают полную характеристику свойств двигателя в любом режиме при надлежащей фазе напряжения возбуждения.

2-10. Характеристики универсального коллекторного двигателя с параллельным (независимым) возбуждением

Характеристики универсального коллекторного двигателя с независимым или параллельным возбуждением могут быть построены в соответствии с основными уравнениями. При заданном моменте на валу ток

$$I = \frac{M_э}{c_М\Phi} = \frac{M + M_0}{c_М\Phi}. \qquad (2\text{-}134)$$

Задаваясь различными значениями момента, можно определить соответствующие значения тока, а затем по формулам (2-123)—(2-133) найти все прочие величины и построить характеристики двигателя.

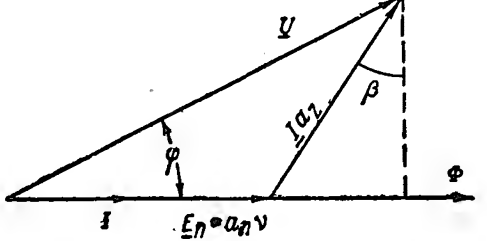


Рис. 2-25. Векторная диаграмма цепи якоря в относительных единицах

Удобнее эти характеристики строить, как и для двигателя с последовательным возбуждением, в относительных единицах. Разделив все стороны диаграммы цепи якоря на величину напряжения U на зажимах, получим диаграмму в относительных единицах, изображенную на рис. 2-25. Э. д. с. вращения в относительных единицах определяется несколько иначе чем для двигателя с последо-

вательным возбуждением:

$$\underline{E}_n = \frac{E_n}{U_н} = \frac{E_n}{E_{nн}} \cdot \frac{E_{nн}}{U_н} = \frac{n}{n_н} a_n = a_n \nu. \tag{2-135}$$

Она оказывается пропорциональной только скорости вращения и не зависит от тока, так как поток остается неизменным. Величины a_z, a_Δ и a_x определяются по формулам (2-57) и (2-55), но только следует помнить, что r и x, определяющие падения напряжения в активном сопротивлении и реактивном сопротивлении рассеяния, будут несколько меньше и определяются выражениями (2-119) и (2-120).

Из диаграммы рис. 2-25 имеем:

$$\underline{U} = \sqrt{(\underline{E}_n + \underline{I} a_z \sin\beta)^2 + \underline{I}^2 a_z^2 \cos^2\beta}\ ; \tag{2-136}$$

$$\underline{E}_n = \sqrt{\underline{U}^2 - \underline{I}^2 a_z^2 \cos^2\beta} - \underline{I} a_z \sin\beta; \tag{2-137}$$

$$\nu = \frac{\underline{E}_n}{a_n}; \tag{2-138}$$

$$\cos\varphi = \frac{\underline{E}_n + \underline{I} a_z \sin\beta}{\underline{U}}; \tag{2-139}$$

$$\underline{M}_э = \frac{M_э}{M_{э.\,н}} = \frac{c_М \Phi I}{c_М \Phi I_н} = \underline{I}; \tag{2-140}$$

$$\underline{M} = \frac{M}{M_{э.\,н}} = \frac{M_э - M_0}{M_{э.\,н}} = \underline{M}_э - \underline{M}_0; \tag{2-141}$$

$$\underline{P} = \frac{P}{P_н} = \frac{UI\cos\varphi}{U_н I_н \cos\varphi_н} = \underline{U}\,\underline{I}\frac{\cos\varphi}{\cos\varphi_н}; \tag{2-142}$$

$$\underline{P}_2 = \frac{P_2}{P_н} = \frac{M\omega}{P_н} = \frac{\underline{M} M_{э.\,н} \pi n}{30 P_н} = \frac{\pi}{30} \frac{\underline{M} c_М I_н \Phi}{U_н I_н \cos\varphi_н} \cdot \frac{E_n}{c_e \Phi} = \frac{\underline{M}\,\underline{E}_n}{\cos\varphi_н}; \tag{2-143}$$

$$\eta = \frac{P_2}{P} = \frac{\underline{P}_2}{\underline{P}}. \tag{2-144}$$

В нормальном режиме на зажимах двигателя поддерживается номинальное напряжение и изменяется момент на валу. При этом изменяется величина и фаза тока, а прямой угол реактивного треугольника (см. рис. 2-26) скользит по окружности, построенной на векторе $\underline{U} = 1$ как на диаметре. Для машины, имеющей следующие данные:

$U_н = 105\,в$,	$a_\Delta = 0{,}1077$,
$\underline{M}_0 = 0{,}2$,	$a_x = 0{,}2911$,
$\cos\varphi_н = 0{,}9567$,	$a_z = 0{,}3104$,
$\beta = 20°18'$,	$a_n = 0{,}849$,

по формулам (2-136)—(2-144) были рассчитаны и построены характеристики в функции тока, показанные на рис. 2-27 при изменении нагрузки от идеального холостого хода ($\underline{I} = 0$) до короткого замыкания ($\nu = 0$). Характеристики в функции момента будут такими же, как в функции тока, но только сместятся влево на величину момента потерь холостого хода.

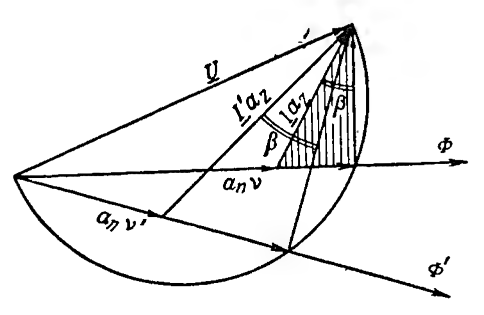


Рис. 2-26. Векторные диаграммы при постоянном напряжении и изменении момента на валу (ток якоря совпадает по фазе с потоком)

В силу постоянства потока и отсутствия сдвига по фазе между ним и током якоря момент пропорционален току. Коэффициент мощности, как это следует из диаграммы рис. 2-26, с ростом нагрузки непрерывно падает. В режиме идеального холостого хода, когда приложенное напряжение уравновешивает только

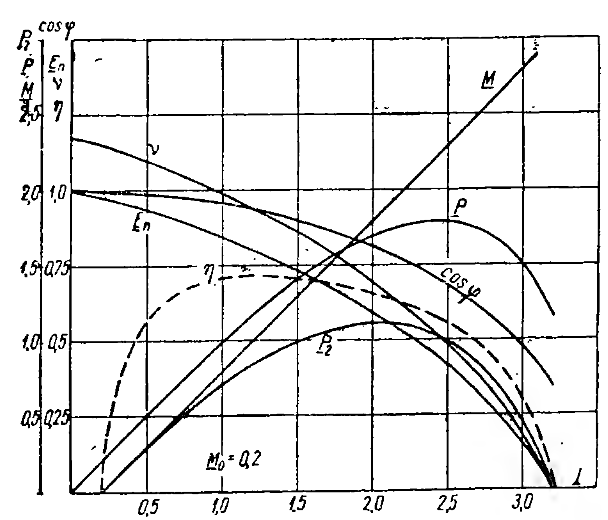


Рис. 2-27. Характеристики универсального двигателя с параллельным (независимым) возбуждением и автоматическим регулированием фазы напряжения возбуждения в функции тока

э. д. с. вращения, он равен единице, а в режиме короткого замыкания

$$\cos\varphi_к = \sin\beta = \frac{r}{z}. \qquad (2\text{-}145)$$

Непрерывно уменьшаются также скорость и э. д. с. вращения.

Вид характеристик аналогичен характеристикам шунтового двигателя постоянного тока. Уменьшение скорости при изменении нагрузки от нуля до номинальной получается значительно меньше, чем для универсального двигателя с последовательным возбуждением, т. е. характеристика получается более жесткой. Более высоким получается коэффициент мощности, так как обмотка возбуждения, обладающая большим реактивным сопротивлением, в цепь якоря не включена.

Для поддержания совпадения по фазе тока якоря и потока необходимо, как указывалось выше, регулировать сопротивление реактивного плеча фазовращающей схемы. Определим зависимость этого сопротивления от тока, потребляемого двигателем. Векторная диаграмма фазовращающей схемы показана на рис. 2-28. Пусть c — коэффициент трансформации между половинкой вторичной обмотки и первичной обмоткой трансформатора. Вторичное напряжение будет состоять из двух составляющих, каждая из которых равна cU_1. Если первичная обмотка подключена параллельно якорю, то $U_1 = U$.

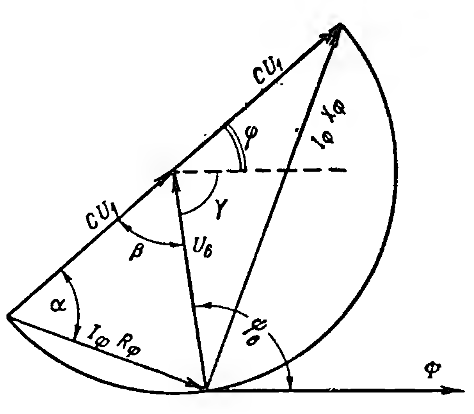


Рис. 2-28. Векторная диаграмма фазовращающей схемы

Падения напряжения в активном и реактивном плечах фазовращающей схемы сдвинуты по фазе на $\pi/2$, если ток возбуждения $I_в$ мал по сравнению с током $I_ф$, и его влиянием на распределение напряжений в элементах схемы можно пренебречь. Сумма падений напряжений всегда должна быть равна $2cU_1$, и конец вектора $I_ф R_ф$ должен лежать на окружности, построенной на векторе $2cU_1$ как на диаметре. Напряжение между средними точками изобразится вектором $U_в = cU_1$, величина которого остается неизменной, а фаза меняется при изменении $x_ф$.

Примем за основу вектор потока двигателя Ф. Тогда напряжение возбуждения должно опережать поток на угол $\psi_в$, определяемый параметрами обмотки возбуждения двигателя (этот угол был изображен на диаграмме рис. 2-24). С вектором Ф должен совпадать вектор тока, направление которого показано пунктирной линией, проведенной через конец вектора $U_в$. Напряжение на зажимах вторичных обмоток трансформатора будет противоположно по фазе первичному напряжению U_1 или напряжению на зажимах якоря, если первичную обмотку включить параллельно с якорем. Переключив концы первичной обмотки, можно добиться совпадения по фазе вторичного напряжения с напряжением на зажимах якоря,

которое должно опережать ток на угол φ. Изобразив векторы с U_1, повернутые по отношению к пунктирной линии на угол φ, заканчиваем построение диаграммы.

Из нее легко получается отношение сопротивлений плеч фазовращающей схемы:

$$k_\Phi = \frac{x_\Phi}{R_\Phi} = \operatorname{tg}\alpha.$$

Учитывая, что

$$\alpha = \frac{\pi - \beta}{2}; \quad \beta = \pi - \gamma - \varphi; \quad \gamma = \pi - \psi_в,$$

получим:

$$k_\Phi = \operatorname{ctg}\frac{\psi_в - \varphi}{2}. \qquad (2\text{-}146)$$

На рис. 2-29 (кривая *1*) показана зависимость k_Φ от тока для машины, параметры которой приводились выше ($\psi_в = 95°$). В диапазоне нормальных нагрузок ($\underline{I} \leqslant 1$) она близка к линейной.

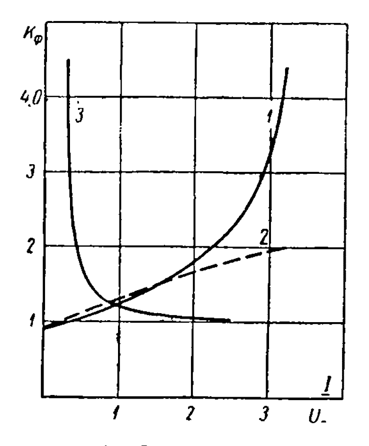


Рис. 2-29. Зависимость отношения сопротивлений плеч фазовращающей схемы от тока, потребляемого двигателем, и напряжения на его зажимах

При работе двигателя по схемам рис. 2-21 и 2-22 без автоматической регулировки фазы напряжения возбуждения добиваются отсутствия сдвига по фазе между током и потоком при номинальном режиме. При других режимах будет иметь место сдвиг тока и потока по фазе на угол θ. Если ψ_i — начальная фаза тока, а ψ_Φ — начальная фаза потока, то угол

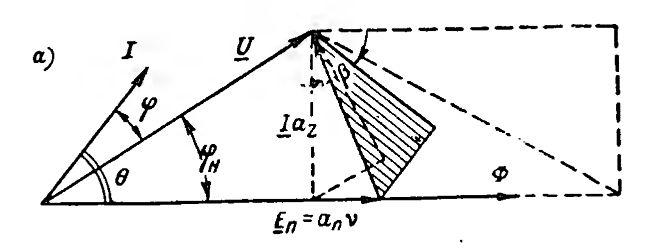
$$\theta = \psi_i - \psi_\Phi \qquad (2\text{-}147)$$

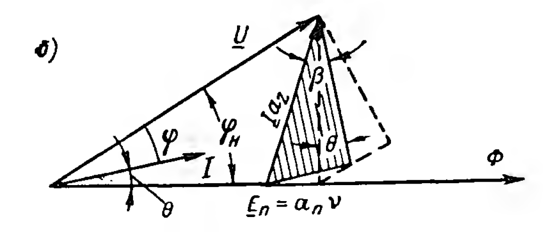
положителен, когда ток опережает по фазе поток, и отрицателен, когда ток отстает от потока. Поток и напряжение на зажимах двигателя при отсутствии регулирования фазы напряжения возбуждения остаются постоянными по величине и неизменными по фазе. Это означает, что вектор э. д. с. вращения при изменении нагрузки будет изменять только свою величину.

Реактивный треугольник будет вращаться вокруг конца вектора напряжения, а его нижний острый угол будет скользить по прямой, совпадающей с вектором потока.

На рис. 2-30, *а*, *б* и *в* показаны различные положения реактивного треугольника при изменении угла θ в пределах: $\frac{\pi}{2} \geqslant \theta \geqslant \beta$.

Крайние положения треугольника показаны пунктиром. На среднем и нижнем рисунках показаны положения реактивного треугольника при значениях угла θ, лежащих в пределах $\beta \geqslant \theta \geqslant 0$ и $0 \geqslant \theta \geqslant \beta - \frac{\pi}{2}$ соответственно. Идеальный холостой ход ($M = c_M I \Phi \cos\theta = 0$) соответствует значению $\theta = \frac{\pi}{2}$,





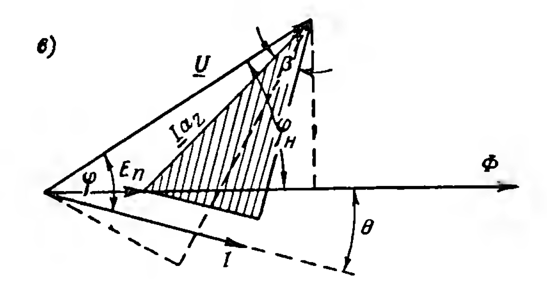


Рис. 2-30. Векторные диаграммы двигателя без автоматической регулировки фазы напряжения возбуждения при изменении нагрузки

а короткое замыкание ($E_n = 0$) значению $\theta = \beta - \frac{\pi}{2}$.

Гипотенуза реактивного треугольника пропорциональна току, и из рассмотрения диаграмм рис. 2-30 следует, что при переходе от хо-

лостого хода к короткому замыканию ток достигает минимального значения при $\theta = \beta$. При $\theta = \varphi_н$ ток совпадает по фазе с напряжением, и $\cos\varphi = 1$. При малых нагрузках ток опережает напряжение по фазе, и двигатель работает с опережающим коэффициентом мощности.

В любом режиме реактивный треугольник повернут на угол θ относительно положения, соответствующего номинальному режиму, когда $\theta = 0$ и $\underline{I} = 1$. Проекция гипотенузы реактивного треугольника на вертикаль остается постоянной:

$$a_z \cos\beta = \underline{I} a_z \cos(\beta - \theta).$$

Отсюда

$$\underline{I} = \frac{\cos\beta}{\cos(\beta - \theta)}. \qquad (2\text{-}148)$$

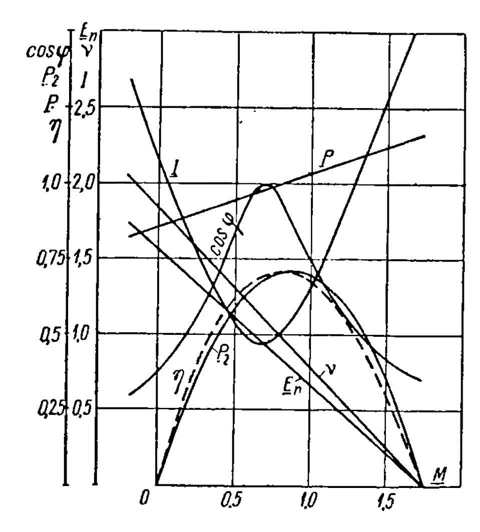


Рис. 2-31. Характеристики двигателя без автоматической регулировки фазы напряжения возбуждения в функции момента

Для остальных величин из диаграмм рис. 2-30 могут быть получены следующие выражения:

$$\underline{E}_n = \underline{U} \cos\varphi_н - \underline{I} a_z \sin(\beta - \theta); \qquad (2\text{-}149)$$

$$\cos\varphi = \cos(\theta - \varphi_н); \qquad (2\text{-}150)$$

$$\underline{M}_э = \underline{I} \cos\theta. \qquad (2\text{-}151)$$

Величины ν, $\underline{M}$, $\underline{P}$, $\underline{P}_2$ и η определяются, как и раньше, по формулам (2-138) и (2-140)—(2-144).

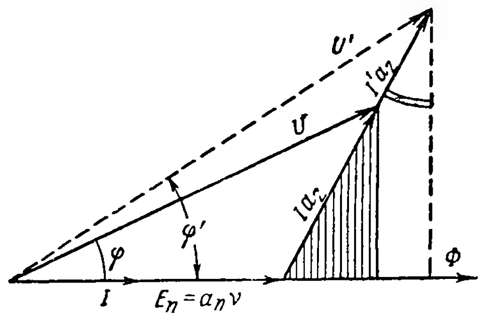


Рис. 2-32. Векторные диаграммы универсального двигателя с параллельным возбуждением в режиме стабилизированной скорости ($\theta = 0$)

Пользуясь этими выражениями, задаваясь различными значениями угла θ, можно построить характеристики машины, работающей без автоматической регулировки фазы напряжения возбуждения. Для машины, параметры которой приводились выше, характеристики показаны на рис. 2-31 в зависимости от момента.

В режиме стабилизированной скорости при автоматическом регулировании фазы напряжения возбуждения ($\theta = 0$) реактивный треугольник (рис. 2-32), не изменяя своего положения, увеличивается в размерах с ростом нагрузки. Характеристики машины

могут быть рассчитаны по формулам (2-136)— (2-144) при условии $\nu = \text{const}$. Для той же машины в функции тока при $\nu = 0,8$ они показаны на рис. 2-33. Так как в этом режиме $n = \text{const}$, $\Phi = \text{const}$ и $\theta = 0$, момент и полезная мощность пропорциональны току. Поэтому характеристики в функции момента или полезной мощности будут иметь такой же вид, но сместятся влево на величину, определяемую моментом или потерями холостого хода. Из диаграммы рис. 2-32 вытекает, что с ростом нагрузки коэффициент мощности падает, а напряжение на зажимах возрастает. Зависимость отно-

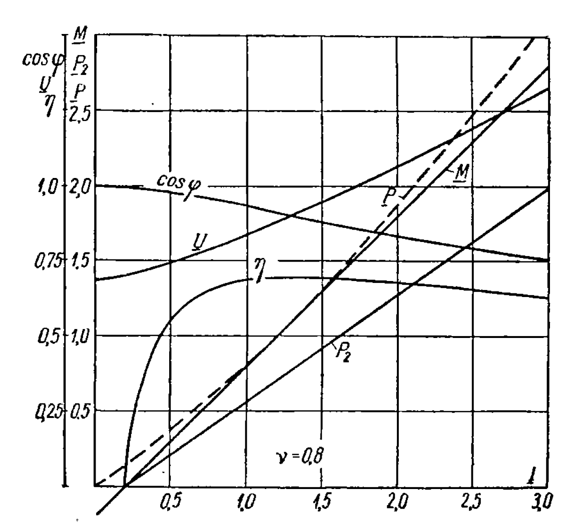


Рис. 2-33. Характеристики универсального двигателя с параллельным возбуждением при стабилизации скорости в функции тока ($\theta = 0$)

шения $k_ф$ сопротивлений плеч фазовращающей схемы от тока, определенная по формуле (2-146), для этого случая показана на рис. 2-29 (кривая *2*).

При отсутствии автоматического регулирования фазы напряжения возбуждения, но при стабилизированной скорости остается неизменной фаза и величина э. д. с. вращения. Напряжение на зажимах якоря (рис. 2-34) должно при этом изменять свою величину, не изменяя фазы. В результате реактивный треугольник вращается вокруг конца вектора э. д. с. вращения, а его вершина с углом β скользит по прямой, проведенной под углом $\varphi_н$ к вектору потока.

Опустив перпендикуляр из конца вектора $\underline{E}_n$ на продолжение вектора $\underline{U}$, получаем прямоугольный треугольник с гипотенузой $\underline{I}a_z$, из которого найдем:

$$\underline{I} = \frac{1}{a_z}\sqrt{\underline{E}_n^2 \sin^2 \varphi_н + (E_n \cos \varphi_н - \underline{U})^2}\,. \qquad (2\text{-}152)$$

Это выражение остается справедливым при любом моменте, т. е. при

$$\underline{U} \gtrless E_n \cos \varphi_н.$$

Линия, проведенная перпендикулярно гипотенузе реактивного треугольника, составит с его катетом угол β, а с вектором потока — угол $\theta-\beta$. Угол между вектором $\underline{I}a_z$ и перпендикуляром, опущенным из его конца на вектор потока, будет таким же, так как стороны этих углов взаимно перпендикулярны. Из полученного прямо-

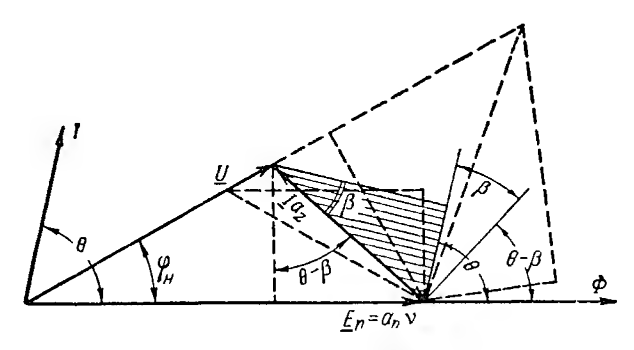


Рис. 2-34. Векторная диаграмма универсального двигателя с параллельным возбуждением в режиме стабилизированной скорости при отсутствии автоматической регулировки фазы напряжения возбуждения

угольного треугольника имеем:

$$\operatorname{tg}(\theta-\beta) = \frac{\underline{E}_n - \underline{U}\cos\varphi_н}{\underline{U}\sin\varphi_н}. \qquad (2\text{-}153)$$

Положительный знак этой величины будет свидетельствовать о том, что $\theta > \beta$, а отрицательный о том, что $\theta < \beta$.

Величины $\cos\varphi$, $\underline{M}_э$, $\underline{M}$, $\underline{P}$, $\underline{P}_2$ и η, как нетрудно убедиться, определяются в этом случае по формулам (2-150), (2-151) и (2-141)—(2-144).

Задаваясь различными значениями напряжения $\underline{U}$, определяем $\underline{I}$ и угол $(\theta-\beta)$. Затем находим угол θ и все прочие величины. Следует помнить, что угол θ по мере роста нагрузки уменьшается и становится отрицательным. Характеристики машины, использованной в предыдущих примерах, рассчитанные по этой методике, показаны на рис. 2-35 в функции момента при $\nu = 0{,}8$. Такой же вид будут иметь характеристики в функции полезной мощности, так как она при $\nu = \text{const}$ пропорциональна моменту. Из диаграммы рис. 2-34 следует, что по мере роста нагрузки увеличивается напряжение $\underline{U}$, гипотенуза реактивного треугольника вначале

уменьшается, а затем возрастает. Это означает, что в кривой тока должен быть минимум:

$$\underline{I}_{\text{мин}} = \frac{\underline{E}_n \sin \varphi_{\text{н}}}{a_2} \qquad (2\text{-}154)$$

при $\underline{U} = \underline{E}_n \cos \varphi_{\text{н}}$.

Можно показать, что минимальное напряжение, соответствующее режиму идеального холостого хода ($\underline{M}_э = 0$, $\theta = 90°$), составляет:

$$\underline{U}_{\text{мин}} = \underline{E}_n \left[\cos \varphi_{\text{н}} - \sin \varphi_{\text{н}} \operatorname{ctg} (\varphi_{\text{н}} + \beta)\right]. \qquad (2\text{-}155)$$

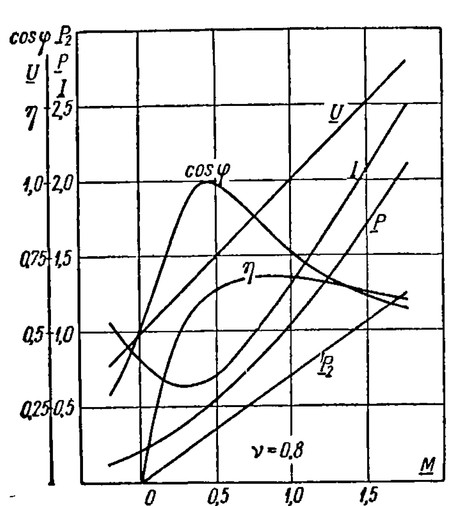


Рис. 2-35. Характеристики универсального двигателя с параллельным возбуждением при стабилизированной скорости и отсутствии автоматического регулирования фазы напряжения возбуждения

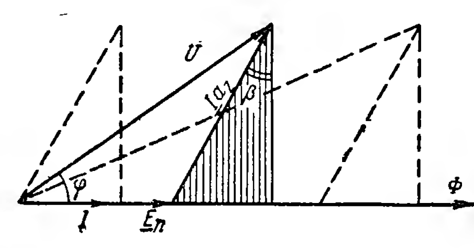


Рис. 2-36. Векторные диаграммы универсального двигателя с параллельным возбуждением при регулировании скорости и θ = 0

При малых нагрузках $\theta > \varphi_{\text{н}}$, и ток опережает по фазе напряжение. С ростом нагрузки угол θ уменьшается, и двигатель начинает потреблять отстающий ток. На рис. 2-35 опережающему току соответствуют начальные участки характеристик (до $\cos \varphi = 1$).

В режиме регулирования скорости при постоянном моменте и $\theta = 0$ неизменным будет ток, потребляемый двигателем с автоматическим регулированием фазы напряжения возбуждения. С увеличением скорости реактивный треугольник (рис. 2-36), не изменяя своих размеров, будет смещаться вправо. Напряжение и $\cos \varphi$ при этом возрастают. Полезная мощность будет увеличиваться пропорционально скорости, так как момент постоянен. Характеристики, рассчитанные для этого режима по формулам (2-136)—(2-144) при $\underline{M} = 0{,}8$ и $\underline{I} = 1$, показаны на рис. (2-37) в функции напряжения $\underline{U}$. Скоростная характеристика на участке $\underline{U} \leqslant 1$ нелинейна и лишь при напряжениях, превышающих номинальное значение, она становится линейной. Зависимость отношения $k_ф$ сопротивлений плеч фазовращающей

схемы от напряжения определяется аналогично предыдущему. Она показана на рис. 2-29 (кривая 3).

При регулировании скорости двигателя без автоматического изменения фазы напряжения возбуждения будут изменяться угол θ и ток, который в соответствии с выражением (2-151) оказывается равным:

$$\underline{I} = \frac{\underline{M}_э}{\cos\theta} = \frac{\underline{M} + \underline{M}_0}{\cos\theta}. \quad (2\text{-}156)$$

При постоянном моменте ток будет уменьшаться с уменьшением угла θ. Задавшись углом θ, можно определить размеры и положение реактивного треугольника, острые углы которого должны лежать на линиях, составляющих угол $\varphi_н$. На рис. 2-38 показаны векторные диаграммы для двух значений угла θ, соответствующих опережающему и отстающему току. Из этих диаграмм следует, что:

$$\underline{U} = \frac{\underline{Ia}_z \cos(\theta - \beta)}{\sin\varphi_н}; \quad (2\text{-}157)$$

$$\underline{E}_n = \underline{U}\cos\varphi_н + \underline{Ia}_z \sin(\theta - \beta); \quad (2\text{-}158)$$

$$\varphi = \theta - \varphi_н;$$
$$\cos\varphi = \cos(\theta - \varphi_н). \quad (2\text{-}159)$$

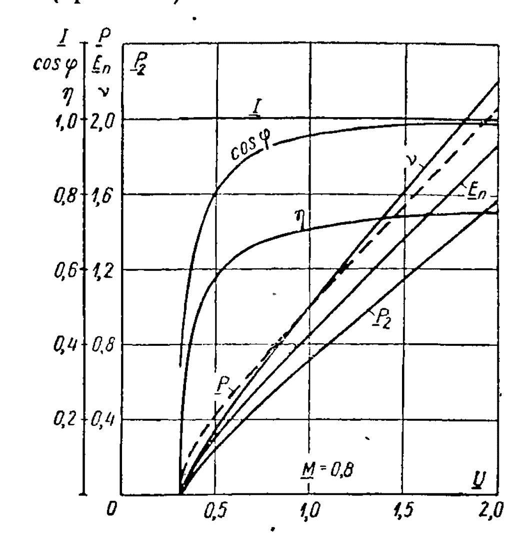


Рис. 2-37. Регулировочные характеристики универсального двигателя с параллельным возбуждением при θ = 0

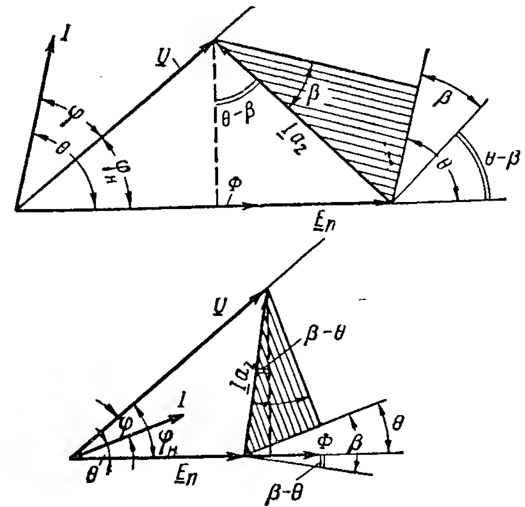


Рис. 2-38. Векторные диаграммы универсального двигателя с параллельным возбуждением при регулировании скорости и θ ≠ const

Заметим, что угол $\theta - \varphi_н$ может быть как положительным, так и отрицательным. Остальные величины (ν, $\underline{P}$, $\underline{P}_2$ и η) определяются по формулам (2-138) и (2-142)— (2-144).

Регулировочные характеристики той же машины при работе по схемам рис. 2-21 или 2-22 ($\theta \neq \text{const}$) показаны на рис. 2-39. Работе с опережающим $\cos\varphi$ соответствуют конечные участки характеристик ($\underline{U} > 1{,}1$). Весьма ценным качеством универсального двигателя с параллельным возбуждением без автоматического регулирования фазы напряжения возбуждения является линейность скоростной характеристики, как это показано на рис. 2-39.

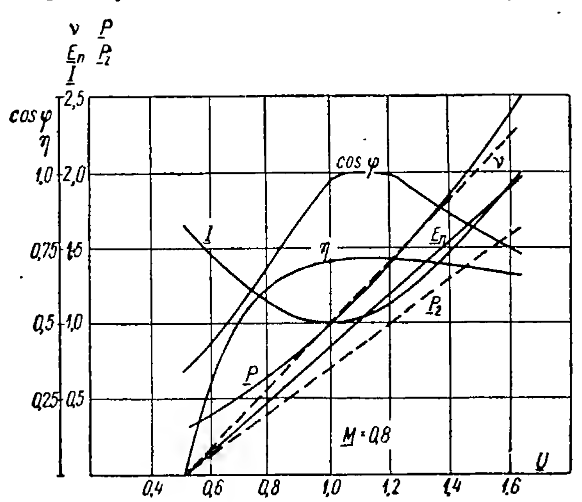


Рис. 2-39. Регулировочные характеристики универсального двигателя с параллельным возбуждением при $\theta \neq \text{const}$

2-11. Круговая диаграмма универсального двигателя с параллельным (независимым) возбуждением при автоматическом регулировании фазы напряжения возбуждения

Для универсального двигателя с параллельным возбуждением, работающего по схеме рис. 2-23, учитывая, что э. д. с. вращения совпадает по фазе с током ($\theta = 0$), можем написать основное уравнение в символическом виде:

$$\dot{U} = I\varepsilon^{j\psi_i}(r + jx) + c_e n\Phi\varepsilon^{j\psi_i} = I\varepsilon^{j\psi_i}[(r + r_n) + jx]. \quad (2\text{-}160)$$

Составляющая напряжения, преодолевающая э. д. с. вращения, может быть представлена как падение напряжения в переменном сопротивлении

$$r_n = \frac{c_e n\Phi}{I},$$

зависящем от скорости. Вектор напряжения, как и раньше, располагаем по оси вещественных, т. е. считаем U вещественным числом.

Комплекс тока оказывается равным:

$$\dot{I} = \frac{U}{r + r_n + jx} = \frac{U}{z_к \varepsilon^{j\varphi_к} + \frac{k_n}{I} n}, \qquad (2\text{-}161)$$

где $Z_к = z_к \varepsilon^{j\varphi_к} = z\varepsilon^{j\varphi}$ — сопротивление двигателя в режиме короткого замыкания;

$$k_n = c_e \Phi.$$

Для получения геометрического места тока в соответствии с выражением (2-161) необходимо построить вектор $Z_к$ и сложить его с переменным вектором $\frac{k_n}{I} n$, совпадающим с осью вещественных. В результате получаем прямую, параллельную оси ординат. Затем надо найти зеркальное отображение этой прямой относительно оси вещественных, которым будет также прямая, расположенная справа параллельно оси ординат на расстоянии x. Полученную прямую, не проходящую через начало координат, обращаем по правилам обращения в вещественной плоскости, в результате чего получаем окружность проводимости, проходящую через начало координат. Умножая ее на вещественный множитель U, получаем окружность тока. Соответствующим подбором масштаба тока можно окружности тока и проводимости совместить.

Таким образом, геометрическим местом тока универсального двигателя с параллельным возбуждением при отсутствии сдвига по фазе между потоком и током является окружность, проходящая через начало координат, центр которой лежит на оси мнимых. Для такого двигателя ни при каком режиме невозможна работа с опережающим током.

Построение диаграммы производится так же, как и для двигателя с последовательным возбуждением с тем отличием, что центр окружности тока находится на пересечении перпендикуляра, восстановленного из середины вектора тока короткого замыкания с осью мнимых (рис. 2-40). Шкала скорости, шкала к. п. д. и линия потерь $\sum P - P_{мех}$ получаются вертикальными. Так как потери в стали и коммутируемых секциях у двигателя с параллельным (независимым) возбуждением не покрываются за счет энергии, доставляемой якорю, разность $\sum P - P_{мех}$ представляет собой не что иное, как потери в меди (сюда же условно относятся и потери в переходном слое):

$$P_м = \Sigma P - P_{мех}. \qquad (2\text{-}162)$$

Определение положения точки на шкале n для какого-либо режима, соответствующего точке E, производится иначе, чем для двигателя с последовательным возбуждением. Пусть точка N на окружности тока соответствует номинальному режиму. Продолжая луч ON до пересечения со шкалой n, получаем отрезок (AT),

которым можно изобразить номинальную скорость в масштабе:

$$M_n = \frac{n_н}{(AT)} = n_н : \frac{k_n n_н}{I_н m} = m\frac{I_н}{k_n}.$$

Снося точки E и N циркулем на ось ординат, получаем точки Q и S. Проведем луч SF до пересечения с линией OK в точке V, которую соединим с точкой Q. Линия VQ отсекает на шкале n отрезок (AW), который в масштабе M_n изображает скорость заданного режима:

$$(AW) = (AF)\frac{(OQ)}{(OS)} = (AF)\frac{(OE)}{(ON)} = \frac{k_n n}{Im}\frac{I}{I_н} = \frac{n}{M_n}.$$

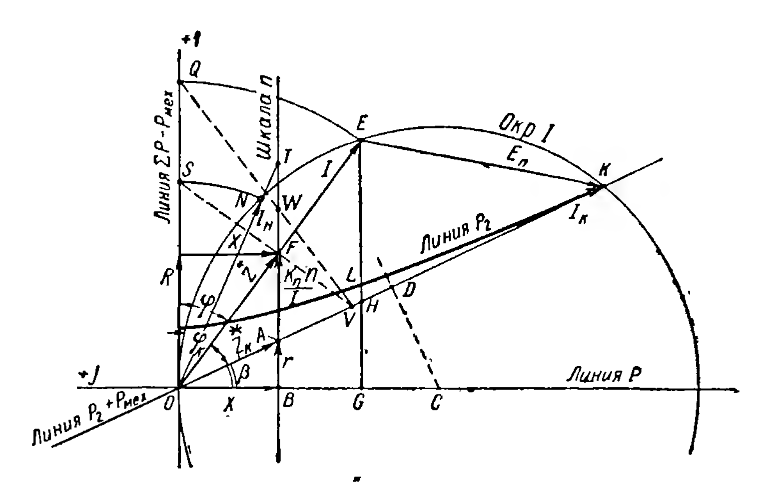


Рис. 2-40. Круговая диаграмма универсального двигателя с параллельным возбуждением при автоматическом регулировании фазы напряжения возбуждения ($\theta = 0$)

Диаграмма дает возможность определить все величины, характеризующие режим работы двигателя:

$$I = (OE)\,a, \tag{2-163}$$

где a — принятый масштаб тока;

$$n = (AW)\,M_n, \tag{2-164}$$

где M_n — масштаб скорости, равный:

$$M_n = m\frac{I_н}{k_n} = \frac{mI_н}{c_e\Phi}, \tag{2-165}$$

здесь m — принятый масштаб сопротивлений;

$$E_n = (EK)\,v, \tag{2-166}$$

где v — масштаб напряжений, равный:

$$v = z_к a; \qquad (2\text{-}167)$$

$$P = (EG)\,w, \qquad (2\text{-}168)$$

где w — масштаб мощности, равный:

$$w = Ua; \qquad (2\text{-}169)$$

$$P_2 = (EL)\,w; \qquad (2\text{-}170)$$

$$P_{мех} = (LH)\,w; \qquad (2\text{-}171)$$

$$P_м = (HG)\,w. \qquad (2\text{-}172)$$



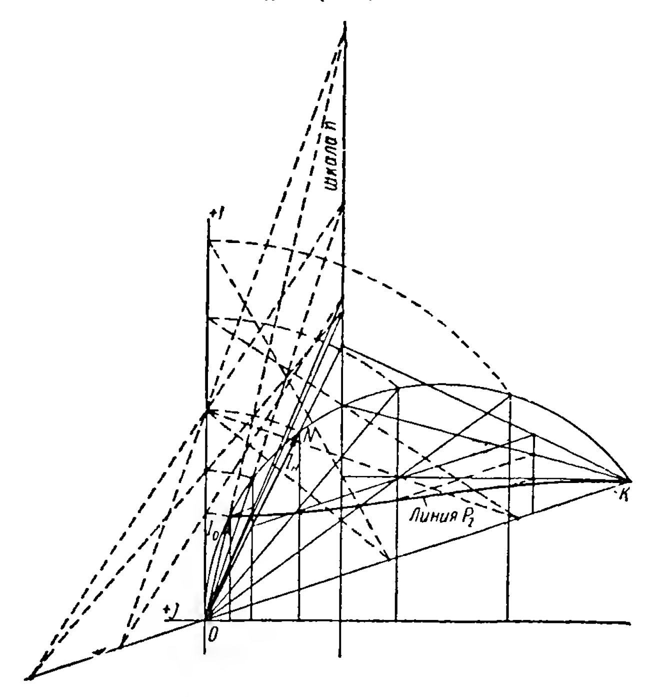


Рис. 2-41. Построение линии полезной мощности универсального двигателя с параллельным (независимым) возбуждением и автоматическим регулированием фазы напряжения возбуждения

Механические потери и линия мощности P_2 находятся так же, как и для двигателя с последовательным возбуждением — путем геометрических построений, описанных ранее. Такое построение проделано на рис. 2-41. Для двигателя с параллельным возбуждением кратность тока короткого замыкания получается больше, чем для двигателя с последовательным возбуждением, у которого в цепи якоря дополнительно включена обмотка возбуждения. В связи с этим при параллельном (независимом) возбуждении точка, со-

ответствующая номинальному режиму, смещена ближе к началу координат. Линия P_2 получается почти прямолинейной.

Абсцисса центра окружности тока и радиус круговой диаграммы могут быть определены аналитически:

$$\rho = x_c = \frac{(OK)}{2\sin\varphi_к} = \frac{U}{2z_к a \sin\varphi_к}. \qquad (2\text{-}173)$$

Рассматривая двигатель в любом режиме как некоторое эквивалентное сопротивление, получаем его активную составляющую, зависящую от скорости, и неизменную реактивную составляющую, определяемые выражениями:

$$R = r + \frac{k_n n}{I} = r + \frac{c_e n \Phi}{I}; \qquad (2\text{-}174)$$

$$X = x. \qquad (2\text{-}175)$$

При параллельном (независимом) возбуждении угол α, составляемый с осью абсцисс линией, на которой лежит центр окружности тока, равен нулю. Поэтому ток и скорость холостого хода будут определяться выражениями, вытекающими из формул (2-108) и (2-109):

$$I_0 = \sqrt{\frac{P_{мех.\,н}}{c_e \Phi n_н}}; \qquad (2\text{-}176)$$

$$n_0 = n_н \frac{UI_0}{P_{мех.\,н}} \cdot \frac{\sin(\varphi_к - \varphi_0)}{\sin\gamma} = U\sqrt{\frac{n_н}{c_e \Phi P_{мех.\,н}}} \cdot \frac{\sin(\varphi_к - \varphi_0)}{\sin\gamma} =$$

$$= \frac{U}{I_0 c_e \Phi} \cdot \frac{\sin(\varphi_к - \varphi_0)}{\sin\gamma}, \qquad (2\text{-}177)$$

где

$$\varphi_0 = \frac{\vartheta}{2} = \arcsin\left(\frac{I_0}{I_к}\sin\varphi_к\right). \qquad (2\text{-}178)$$

Угол γ определяется после нахождения тангенса этого угла:

$$\operatorname{tg}\gamma = \frac{\sin(\varphi_к - \varphi_0)}{\cos(\varphi_к - \varphi_0) - \frac{I_0}{I_к}}. \qquad (2\text{-}179)$$

При определении скорости холостого хода можно пользоваться любым из приведенных трех выражений. Первое из них удобно тем, что дает возможность судить о кратности скорости холостого хода по сравнению с номинальной.

2-12. Диаграмма тока универсального двигателя с параллельным (независимым) возбуждением при постоянстве фазы напряжения возбуждения

При постоянстве фазы напряжения возбуждения поток и э. д. с. вращения отстают по фазе от напряжения на зажимах якоря на некоторый угол φ_Φ. Если в номинальном режиме отсутствует сдвиг

по фазе между током и потоком ($\theta = 0$), угол φ_{Φ} равен сдвигу по фазе между током и напряжением:

$$\varphi_{\Phi} = \varphi_{н}.$$

В общем случае угол φ_{Φ} может быть любым.

Основное уравнение в символической форме примет в этом случае вид:

$$U = \dot{I}Z_{к} + c_e n \Phi \varepsilon^{-j\varphi_{\Phi}}. \qquad (2\text{-}180)$$

Отсюда комплекс тока

$$\dot{I} = \frac{U - c_e n \Phi \varepsilon^{-j\varphi_{\Phi}}}{Z_{к}} = \frac{U - k_n n \varepsilon^{-j\varphi_{\Phi}}}{z_{к} \varepsilon^{-j\varphi_{к}}}. \qquad (2\text{-}181)$$

Выражение, стоящее в числителе, при переменном n представляет собой уравнение прямой, не проходящей через начало координат (приподнятой на величину U). Деление на $z_{к}$ соответствует смещению этой прямой параллельно самой себе, и, наконец, деление на $\varepsilon^{j\varphi_{к}}$, чему равносильно умножение на $\varepsilon^{-j\varphi_{к}}$, соответствует повороту вокруг начала координат на угол $\varphi_{к}$ в отрицательном направлении. В результате получаем новую прямую, также не проходящую через начало координат. Эта прямая наглядно может быть представлена следующим образом. Деля правую часть выражения комплекса тока почленно, получим:

$$\dot{I} = \frac{U}{Z_{к}} - \frac{k_n}{z_{к}} n \varepsilon^{-j(\varphi_{\Phi} + \varphi_{к})} = \dot{I}_{к} + \frac{k_n}{z_{к}} n \varepsilon^{j[\pi - (\varphi_{к} + \varphi_{\Phi})]}. \qquad (2\text{-}182)$$

Из этого выражения нетрудно усмотреть, что геометрическим местом тока универсального двигателя с параллельным (независимым) возбуждением при постоянстве фазы напряжения возбуждения является полупрямая, проходящая через конец вектора тока короткого замыкания (при $n = 0$ и $\dot{I} = \dot{I}_{к}$) под углом φ_{Φ} к нему.

Выбрав масштаб сопротивлений, строим вектор

$$\overset{*}{Z}_{к} = r - jx.$$

Выбрав далее масштаб тока a *а/см*, строим вектор тока короткого замыкания, являющийся продолжением вектора $\overset{*}{Z}_{к}$. Из конца вектора $I_{к}$ проводим полупрямую под углом

$$\pi - (\varphi_{к} + \varphi_{\Phi}),$$

которая и будет геометрическим местом тока (рис. 2-42).

Из диаграммы имеем:

$$I = (OA)\,a. \qquad (2\text{-}183)$$

Отрезок (KA) пропорционален скорости, поэтому линия, проходящая через точки K и A, может служить одновременно шкалой скорости

$$n = (KA)\,M_n, \tag{2-184}$$

где M_n — масштаб скорости, равный:

$$M_n = \frac{az_к}{k_n}\ об/мин\cdot см. \tag{2-185}$$

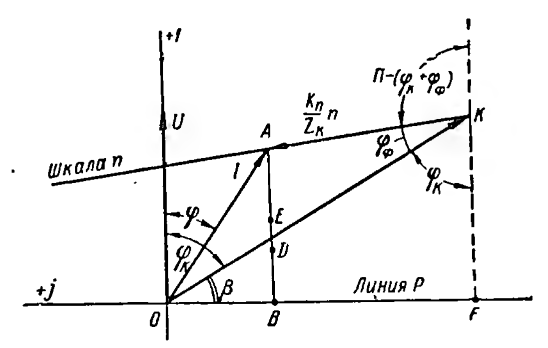


Рис. 2-42. Геометрическое место тока универсального двигателя с параллельным (независимым) возбуждением при постоянстве фазы напряжения возбуждения

Э. д. с. вращения может измеряться отрезком (AK). В самом деле, из (2-180) имеем

$$\dot{E}_n = c_e n\Phi\varepsilon^{-j\varphi_Ф} = U - \dot{I}Z = z_к\left(I_к - \dot{I}\varepsilon^{j\varphi_к}\right).$$

Умножая на $\varepsilon^{-j\varphi_к}$, получим:

$$\dot{E}_n\varepsilon^{-j\varphi_к} = z_к\left(I_к\varepsilon^{-j\varphi_к} - \dot{I}\right) = z_к\left(\dot{I}_к - \dot{I}\right) =$$

$$= z_к a\left(\overrightarrow{OK} - \overrightarrow{OA}\right) = z_к a\overrightarrow{AK}.$$

Отсюда

$$E_n = (AK)\,v, \tag{2-186}$$

где v — масштаб напряжения, равный:

$$v = z_к a. \tag{2-187}$$

Мощность, потребляемая из сети, определяется, как и ранее, перпендикуляром, опущенным из конца вектора тока на ось мнимых, которая является линией мощности P:

$$P = (AB)\,w, \tag{2-188}$$

где w — масштаб мощности, равный:

$$w = Ua. \tag{2-189}$$

Потери в меди, пропорциональные квадрату тока, в данном режиме могут быть изображены частью (BD) отрезка (AB), которая определяется выражением

$$P_{м} = P_{м.\,к}\left(\frac{I}{I_{к}}\right)^2 = (BD)\,w, \qquad (2\text{-}190)$$

где $P_{м.\,к}$ — потери в меди при коротком замыкании, равные:

$$P_{м.\,к} = (KF)\,w. \qquad (2\text{-}191)$$

Отрезок (BD) может быть найден путем простых геометрических построений, показанных на рис. 2-43. Снесем на ось ординат отрезки (OA) и (OK) и соединим концы этих отрезков с точкой T на оси абсцисс, выбранной произвольно. Отложим на оси ординат отрезок

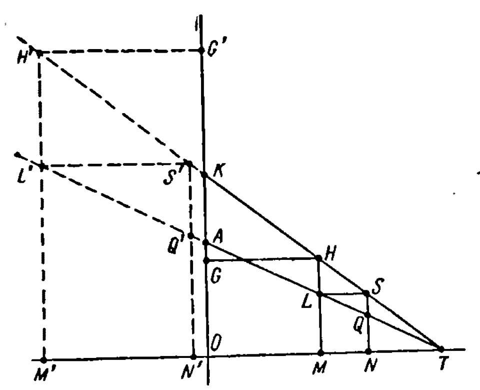


Рис. 2-43. Определение потерь в меди

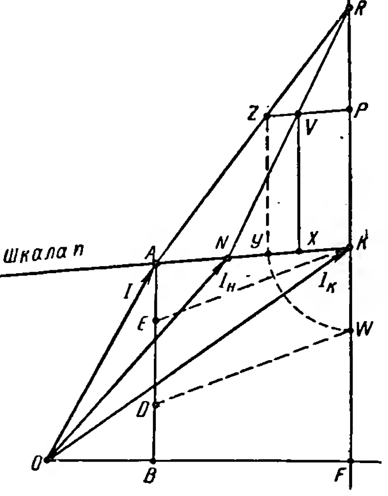


Рис. 2-44. Определение механических потерь

$$(OG) = (KF) = \frac{P_{м.\,к}}{w} \qquad (2\text{-}192)$$

и проведем через точку G горизонтальную линию до пересечения с линией KT. Полученную точку H сносим по вертикали на линию AT (точка L), затем по горизонтали обратно на линию KT (точка S) и, наконец, по вертикали снова на линию KT (точка Q). Из подобия треугольников имеем:

$$(NQ) = (NS)\frac{(ML)}{(MH)} = \frac{(ML)^2}{(MH)} = (MH)\left[\frac{(ML)}{(MH)}\right]^2 =$$

$$= (OG)\left(\frac{I}{I_{к}}\right)^2 = \frac{P_{м.\,к}}{w}\left(\frac{I}{I_{к}}\right)^2 = (BD). \qquad (2\text{-}193)$$

Снеся полученный отрезок (NQ) на линию AB диаграммы рис. 2-42, получим искомую точку D. Если отрезок (OG) получается больше отрезка (OK), описанное построение следует производить, продолжив линии TK и TA как показано пунктиром на рис. 2-43. В результате получается отрезок ($N'Q'$), изображающий в масштабе w потери в меди при данном токе.

Определение механических потерь производится аналогично ранее описанному, путем построений, показанных на рис. 2-44.

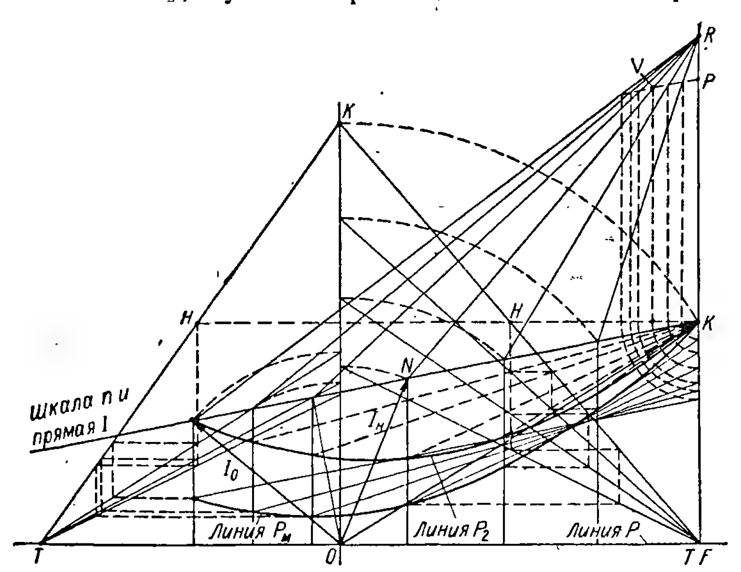


Рис. 2-45. Построение линии полезной мощности

На шкале скоростей имеем точку N, соответствующую номинальному режиму, и точку A, отвечающую заданному режиму. На продолжении линии FK выбираем произвольно точку R и соединяем ее с точками A и N. На линии KA откладываем отрезок (KX), изображающий механические потери в номинальном режиме:

$$(KX) = \frac{P_{\text{мех. н}}}{w}. \tag{2-194}$$

Проводя через точку X линию, параллельную линии FK, на пересечении с линией NR получаем точку V. Проведя через эту точку линию, параллельную шкале скорости, получаем между линиями FKR и AR отрезок

$$(PZ) = (PV)\frac{n}{n_н} = (KX)\frac{n}{n_н} = \frac{P_{\text{мех. н}}}{w} \cdot \frac{n}{n_н}, \tag{2-195}$$

изображающий в масштабе w механические потери при заданном режиме. Снеся отрезок (PZ) на шкалу скорости и далее циркулем

на линию FR, получаем отрезок $(WK) = (PZ)$. Соединив точку W с полученной ранее точкой D и проведя через точку K линию, параллельную линии WD, получаем на линии AB отрезок $(DE) = (PZ)$, пропорциональный механическим потерям:

$$P_{мех} = (DE)\,w. \qquad (2\text{-}196)$$

После описанных построений легко определяется полезная мощность:

$$P_2 = (AE)\,w. \qquad (2\text{-}197)$$

Шкала к. п. д. строится так, как это было описано для двигателя с последовательным возбуждением. В данном случае она получится вертикальной.

На рис. 2-45 проделано определение потерь в меди и механических для различных режимов и построена линия полезной мощности. Для наглядности на диаграмме указаны характерные точки, появляющиеся при определении потерь в результате геометрических построений. Точка T, выбираемая произвольно на оси абсцисс при определении потерь в меди, совмещена с точкой F для отстающих токов. Для опережающих токов точка T выбрана слева от начала координат, чтобы разрядить густую сетку линий и сделать рисунок легко читаемым. В отличие от большинства описанных диаграмм линия потерь в меди не проходит через начало координат. Достигнув некоторого минимума, потери в меди возрастают по мере приближения к режиму холостого хода. Последний определяется точкой пересечения линии полезной мощности с геометрическим местом тока. Обе линии—линия полезной мощности и линия потерь в меди —далеко заходят в область опережающих токов, что является характерной особенностью универсального коллекторного двигателя с параллельным (независимым) возбуждением при постоянной фазе напряжения возбуждения.

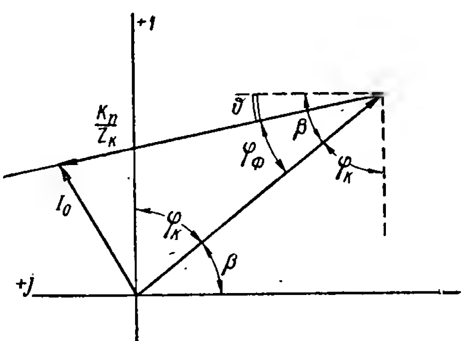


Рис. 2-46. Определение тока и скорости холостого хода

Диаграмма тока (рис. 2-46) дает возможность определить ток и скорость холостого хода. Из диаграммы имеем:

$$I_0 = \sqrt{\left(I_к \cos\beta - \frac{k_n}{z_к} n_0 \cos\vartheta\right)^2 + \left(I_к \sin\beta - \frac{k_n}{z_к} n_0 \sin\vartheta\right)^2}, \qquad (2\text{-}198)$$

где

$$\vartheta = \beta - \varphi_ф. \qquad (2\text{-}199)$$

Учитывая, что при холостом ходе мощность, потребляемая двигателем, равная произведению напряжения на активную составляющую тока холостого хода, идет на покрытие потерь механических и потерь в меди, можем написать:

$$I_0^2 r + P_{\text{мех. н}} \frac{n_0}{n_\text{н}} = U\left(I_\text{к} \sin\beta - \frac{k_n}{z_\text{к}} n_0 \sin\vartheta\right).$$

Подставляя в это выражение квадрат тока холостого хода, раскрывая скобки и собирая подобные члены, можно это уравнение привести к виду:

$$\frac{k_n^2}{z_\text{к}^2} n_0 + \frac{k_n}{z_\text{к}}\left(\frac{U}{r}\sin\vartheta - 2I_\text{к}\cos\varphi_\Phi\right) + \frac{P_{\text{мех. н}}}{r n_\text{н}} = 0.$$

Решая его относительно n_0, после несложных преобразований получаем:

$$n_0 = \frac{1}{k_n}\left[U\left(2 - \frac{\sin\vartheta}{\sin\beta}\right) - \frac{P_{\text{мех. н}}}{g_\text{к} E_{n\text{н}}}\right], \qquad (2\text{-}200)$$

где $g_\text{к} = \frac{r}{z_\text{к}^2}$ — активная проводимость двигателя при коротком замыкании;

$E_{n\text{н}} = k_n n_\text{н}$ — э. д. с. вращения в номинальном режиме.

Подставляя в полученное выражение

$$k_n = \frac{E_{n\text{н}}}{n_\text{н}},$$

можно выразить скорость холостого хода через номинальную:

$$n_0 = n_\text{н}\left[\frac{U}{E_{n\text{н}}}\left(2 - \frac{\sin\vartheta}{\sin\beta}\right) - \frac{P_{\text{мех. н}}}{g_\text{к} E_{n\text{н}}^2}\right] =$$

$$= n_\text{н}\left(\frac{2 - \frac{\sin\vartheta}{\sin\beta}}{a_n} - \frac{P_{\text{мех. н}}}{g_\text{к} E_{n\text{н}}^2}\right). \qquad (2\text{-}201)$$

Сдвиг по фазе между током и напряжением при холостом ходе определяется (см. рис. 2-46) выражением:

$$\operatorname{tg}\varphi_0 = \frac{I_\text{к}\cos\beta - n_0 \frac{k_n}{z_\text{к}}\cos\vartheta}{I_\text{к}\sin\beta - n_0 \frac{k_n}{z_\text{к}}\sin\vartheta} = \frac{U\cos\beta - E_{n0}\cos\vartheta}{U\sin\beta - E_{n0}\sin\vartheta}, \qquad (2\text{-}202)$$

где $E_{n0} = k_n n_0$ обозначает э. д. с. вращения в режиме холостого хода.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ВОЗБУЖДЕНИЕМ ОТ ПОСТОЯННЫХ МАГНИТОВ

3-1. Преимущества и недостатки возбуждения от постоянных магнитов

Успехи, достигнутые за последние два десятилетия в области металлургии и промышленного освоения новых сплавов для постоянных магнитов, резко расширили область их применения. Использование постоянных магнитов, как источников магнитного поля, вышло за границы приборостроения и техники слабых токов, и в настоящее время постоянные магниты с успехом внедряются в технику сильных токов, в частности, в электромашиностроение. Этому в значительной мере способствуют исследования в области расчета постоянных магнитов, разработка способов их намагничивания и стабилизации, исследования поведения постоянных магнитов в системах возбуждения электрических машин. Важнейшие работы в СССР по разработке указанных проблем были выполнены А. Н. Ларионовым, В. С. Кулебакиным, Т. Г. Сорокером, А. С. Кантером, А. И. Бертиновым, Н. Н. Разумовским и другими. Совещание по постоянным магнитам, проведенное по инициативе ОТН АН СССР в мае 1957 г., отметило исключительно важную роль постоянных магнитов в современной технике и, в частности, в электромашиностроении и приняло ряд решений, направленных на дальнейшее развитие исследований, производства и внедрения в промышленность постоянных магнитов.

Достигнутый прогресс в области производства сплавов для постоянных магнитов ставит вопрос о целесообразности широкого применения постоянных магнитов для возбуждения электрических машин, так как при этом последние получают ряд значительных преимуществ перед машинами с электромагнитным возбуждением. Эти преимущества следующие.

Простота конструкции. Магнитная система машин с магнитоэлектрическим возбуждением (с возбуждением от постоянных магнитов) в конструктивном отношении значительно проще, чем система возбуждения машин с электромагнитным возбуждением, так как отпадает надобность в обмотках возбуждения и устройствах для подвода тока к ним. Это преимущество особенно сильно проявляется у синхронных машин, так как в этом случае отпадает также надобность в источнике постоянного тока и в скользящем контакте для подвода тока возбуждения к ротору. По простоте конструкции синхронные машины с магнитоэлектрическим возбуждением могут вполне конкурировать с асинхронными короткозамкнутыми двигателями.

Меньший вес и габариты. Современные сплавы для постоянных магнитов обладают настолько большой удельной магнитной энергией, что при определенных условиях объем постоянных магнитов

получается меньше объема электромагнитов, создающих магнитное поле в той же магнитной цепи. Это преимущество проявляется неодинаково у машин разной мощности. Здесь наблюдается совершенно определенная закономерность: чем меньше мощность машины, тем больший выигрыш в габаритах получается при применении постоянного магнита взамен электромагнита. При большой мощности электрических машин применение постоянных магнитов не только не дает выигрыша, но, наоборот, приводит к увеличению габаритов системы возбуждения. Правда, и при этом можно иногда получить выигрыш в общих габаритах машины, так как постоянным магнитам можно придать такие конструктивные формы, что они впишутся в меньшие габариты и при большем объеме постоянных магнитов по сравнению с электромагнитами.

Отмеченная выше закономерность объясняется тем, что магнитная энергия, развиваемая постоянным магнитом во внешней цепи, пропорциональна его объему, т. е. третьей степени линейного размера, а энергия электромагнита, равная произведению потока на н. с., пропорциональна произведению сечения сердечника на сечение обмотки, т. е. четвертой степени линейного размера. Поэтому с ростом мощности, т. е. с ростом линейных размеров машин, энергия электромагнита растет быстрее, чем энергия постоянного магнита, и при определенной мощности электрических машин применение постоянного магнита уже не дает выигрыша в габаритах.

Рядом авторов [Л. 3-1, 3-2, 3-6] проведены исследования по определению верхней границы мощности, при которой применение постоянных магнитов из освоенных нашей промышленностью сплавов перестает давать выигрыш в габаритах. Ориентировочно для машин постоянного тока пока можно считать такой границей мощности порядка несколько сотен ватт. Однако, по мере создания сплавов со все бо̀льшими и бо̀льшими значениями удельных энергий, эта граница будет отодвигаться все выше и выше.

Меньшие потери и больший к. п. д. Ввиду отсутствия потерь на возбуждение, потери машины с магнитоэлектрическим возбуждением меньше, а к. п. д. выше, чем у машин с электромагнитным возбуждением. Для машин малой мощности это обстоятельство может явиться решающим при выборе способа возбуждения, так как в машинах малой мощности потери на возбуждение относительно велики. Это обстоятельство играет особенно большую роль при ограниченной мощности источника питания, например, при работе радиопреобразователя от аккумуляторной батареи.

Уменьшение нагрева машины. Отсутствие потерь на возбуждение приводит к уменьшению нагрева, что позволяет упростить вентиляцию, т. е. упрощает конструкцию машины. Применение постоянных магнитов вместо электромагнитов дает возможность при том же перегреве увеличить электромагнитные нагрузки якоря, что обеспечивает уменьшение габаритов машины. Кроме того, уменьшение потерь позволяет также применять машину с постоянными магнитами в худших условиях охлаждения.

Постоянство магнитного потока. В машинах с магнитоэлектрическим возбуждением магнитный поток, созданный постоянными магнитами, постоянен и не зависит от внешних влияний: колебания напряжения, изменения скорости, нагревания и т. п. Поэтому такие машины особенно целесообразно применять в тех случаях, когда необходимо или желательно иметь магнитный поток в машине неизменным. Примером могут служить генераторы для тахометров или исполнительные двигатели постоянного тока для следящих систем, у которых скорость регулируется изменением подводимого напряжения при постоянстве потока.

Наряду с указанными преимуществами машин с магнитоэлектрическим возбуждением им свойственны и некоторые недостатки.

1. *Постоянство магнитного потока.* Это свойство, являющееся в ряде случаев достоинством, в других условиях является недостатком. Действительно, постоянство магнитного потока постоянных магнитов создает значительные трудности в регулировании напряжения генераторов. Напряжение генераторов постоянного тока с постоянными магнитами практически регулировке не поддается. Применение подмагничивающей обмотки на постоянных магнитах возможно, но оно усложняет конструкцию и сводит почти на нет преимущества постоянных магнитов. Несколько проще обстоит дело с синхронными генераторами, у которых напряжение можно регулировать, например, путем отбора реактивного тока в управляемый дроссель, но при этом возрастают габариты установки и усложняется вся система. Для двигателя с постоянными магнитами как постоянного, так и переменного тока, этот недостаток не имеет существенного значения, так как у них регулировка потока часто не обязательна.

2. *Значительная стоимость и дефицитность материалов для постоянных магнитов.* В состав лучших сплавов для постоянных магнитов входят, причем в значительных количествах, как правило, такие дефицитные и дорогие металлы, как никель, кобальт, ванадий и др. Поэтому стоимость упомянутых сплавов получается пока сравнительно высокой. Однако поиски путей замены дорогих и дефицитных материалов более дешевыми и недефицитными должны привести в недалеком будущем к положительным результатам, что обеспечит возможность еще более широкого применения постоянных магнитов для возбуждения электрических машин.

3-2. Свойства постоянных магнитов

Основной характеристикой материала для постоянных магнитов служит так называемая «кривая размагничивания». Эта кривая является частью гистерезисной петли ферромагнитного сплава, которая расположена во втором квадранте (рис. 3-1). Граничными точками кривой размагничивания являются точка остаточной индукции с координатами $H = 0$ и $B = B_r$ (B_r — остаточная индукция) и точка коэрцитивной силы

с координатами $H = H_c$ и $B = 0$ (H_c — коэрцитивная сила). Следует отметить, что кривая размагничивания есть часть только той гистерезисной петли, которая получена в результате полного насыщения магнита.

Кривая размагничивания является зависимостью индукции в теле магнита от размагничивающей напряженности поля в теле того же магнита, обусловленной внешними причинами. Такими внешними по отношению к магниту причинами могут быть н. с. обмотки с током, действующая навстречу потоку магнита, или падение магнитного потенциала во внешней магнитной цепи, эквивалентное размагничивающему действию постоянной н. с., и т. п.

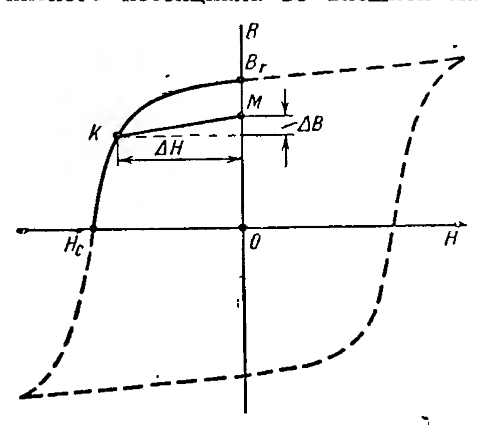


Рис. 3-1. Кривая размагничивания постоянного магнита

При полном отсутствии размагничивающего действия внешнего поля индукция в теле магнита максимальна, и магнитное состояние характеризуется точкой B_r. Появление размагничивающего внешнего поля приводит к уменьшению индукции в магните, причем каждому значению напряженности H, созданной в магните внешним полем, соответствует определенное значение индукции B согласно кривой размагничивания. Предельной напряженностью постоянного магнита является напряженность H_c. При этом индукция магнита уменьшается до нуля, и магнит перестает создавать магнитное поле. Таким образом, рабочая зона постоянного магнита, как источника магнитного поля, лежит в пределах кривой размагничивания.

Кривая размагничивания представляет зависимость между индукцией и напряженностью постоянного магнита лишь при однонаправленном изменении напряженности H от нуля до величины H_c. Если прекратить увеличение размагничивающей напряженности, например, в точке K (см. рис. 3-1) и снять вынужденное размагничивание, то магнитное состояние вернется не в точку B_r в соответствии с кривой размагничивания, а в некоторую точку M, лежащую ниже точки B_r. Если снова начать увеличивать размагничивающую напряженность, то зависимость между B и H определится новой кривой (приближенно прямой) KM, которая носит название **линии возврата**.

Таким образом, магнит, однажды размагниченный до точки K, утрачивает на участке B_r-K свойства, характеризуемые основной кривой размагничивания. Его свойства в дальнейшем при ус-

ловии, что размагничивание не выходит за пределы точки K, определяются на этом участке линией возврата.

Угол наклона линии возврата зависит от положения точки K на основной кривой размагничивания. Чем ниже на кривой размагничивания находится точка K, тем круче идет линия возврата. Однако, ввиду сравнительно небольшой разницы в углах наклона различных линий возврата, для простоты расчетов принимают угол наклона одинаковым для всех линий возврата, а его величину характеризуют коэффициентом возврата ρ, определяемым как

$$\rho = \frac{\Delta B}{\Delta H} \ [\textit{гс/эрст}]. \qquad (3\text{-}1)$$

Способность магнита удовлетворять своему назначению, т. е. создавать магнитное поле во внешней цепи, характеризуется плотностью энергии магнитного поля W_m, т. е. величиной энергии магнитного поля, созданного во внешней цепи единицей объема магнита. Эта величина определяется из известного выражения

$$W_m = \frac{BH}{8\pi} \ \textit{эрг/см}^3. \qquad (3\text{-}2)$$

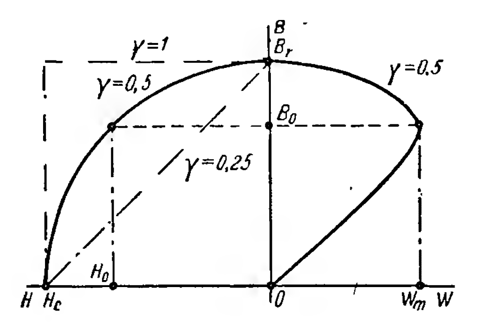


Рис. 3-2. Кривые размагничивания при различных γ и кривая зависимости удельной энергии от индукции

Различным точкам кривой размагничивания соответствуют определенные значения плотности энергии. Зависимость $W_m = f(B)$ представлена в виде кривой на рис. 3-2. Как видно из этой кривой, плотность энергии равна нулю в точках B_r и H_c и достигает максимума при некоторых значениях $B = B_0$ и $H = H_0$.

Важной характеристикой сплава для постоянного магнита является **коэффициент формы кривой размагничивания** γ, определяемый из выражения

$$\gamma = \frac{B_0 H_0}{B_r H_c}. \qquad (3\text{-}3)$$

Коэффициент формы кривой размагничивания для современных сплавов лежит в пределах 0,3—0,65. Низший предел относится к сплавам типа альнико (АНК), высший — к сплавам типа магнико ($АНКО_4$). Ранее применявшиеся углеродистые, хромистые и вольфрамовые стали имели коэффициент формы $\gamma = 0{,}5$. С точки зрения наилучшего использования постоянного магнита желательны сплавы с более высоким значением γ, т. е. предпочтительнее форма кривой размагничивания, более близкая к двум сторонам прямоугольника.

Аналитическое выражение кривой размагничивания, используемое для теоретических исследований и расчетов систем с постоянными магнитами, может быть получено путем аппроксимации кривой размагничивания равнобокой гиперболой вида:

$$B = B_r \frac{H_c - H}{H_c - aH}, \qquad (3\text{-}4)$$

где

$$a = \frac{B_r}{B_s} = \frac{2\sqrt{\gamma} - 1}{\gamma},$$

здесь B_s — индукция насыщения.

При $\gamma = 0{,}25$ равнобокая гипербола превращается в прямую линию, уравнение которой имеет вид:

$$B = B_r\left(1 - \frac{H}{H_c}\right).$$

При $\gamma = 1$ гипербола превращается в прямую линию, параллельную оси абсцисс, а уравнение принимает вид:

$$B = B_r.$$

В случае $\gamma = 0{,}5$ гипербола может быть с достаточной для практики точностью заменена окружностью вида:

$$B = B_r\sqrt{1 - \left(\frac{H}{H_c}\right)^2}.$$

При $\frac{H}{H_c} = 0{,}6 - 0{,}8$ ординаты гиперболы с $\gamma = 0{,}5$ и ординаты окружности совпадают с точностью до 1%.

При теоретическом анализе магнитоэлектрических цепей часто пользуются системой относительных единиц, позволяющей получить более общие выводы, не зависящие от абсолютных значений параметров магнитных материалов. За базовые единицы системы принимают следующие величины:

B_r — остаточная индукция;
H_c — коэрцитивная сила;
L_m — длина магнита в направлении магнитных силовых линий;
S_m — площадь поперечного сечения магнита, перпендикулярного силовым линиям.

Используя известные уравнения, можно получить производные единицы системы:

$$\left.\begin{aligned} \mu_r &= \frac{B_r}{H_c}; \quad m_\varphi = B_r S_m; \\ m_F &= \frac{L_m H_c}{0{,}4\pi}; \quad m_r = \frac{m_F}{m_\varphi} = \frac{L_m H_c}{0{,}4\pi S_m B_r}; \\ m_\lambda &= \frac{1}{m_R} = \frac{0{,}4\pi S_m B_r}{L_m H_c}; \quad m_w = \frac{B_r H_c}{8\pi}, \end{aligned}\right\} \qquad (3\text{-}5)$$

где μ_r — единица магнитной проницаемости;

m_φ — единица магнитного потока;

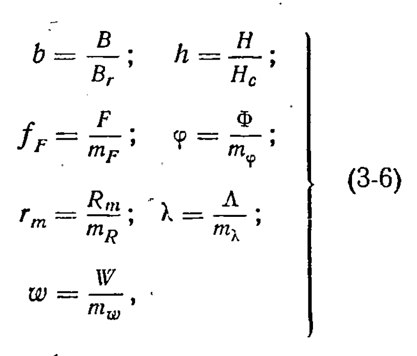
m_F — единица н. с;

m_r — единица магнитного сопротивления;

m_λ — единица магнитной проводимости;

m_w — единица удельной магнитной энергии.

Различные величины в относительных единицах будут выражаться следующим образом:



$$
\left.
\begin{aligned}
b &= \frac{B}{B_r}; \quad h = \frac{H}{H_c};\\
f_F &= \frac{F}{m_F}; \quad \varphi = \frac{\Phi}{m_\varphi};\\
r_m &= \frac{R_m}{m_R}; \quad \lambda = \frac{\Lambda}{m_\lambda};\\
w &= \frac{W}{m_w},
\end{aligned}
\right\} \qquad (3\text{-}6)
$$

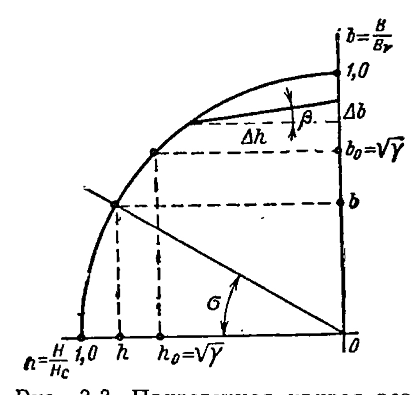


Рис. 3-3. Приведенная кривая размагничивания

где b — индукция;

h — напряженность поля;

f_F — намагничивающая сила;

φ — магнитный поток;

r_m — магнитное сопротивление;

λ — магнитная проводимость;

w — удельная магнитная энергия, и т. д.

Кривая размагничивания, построенная в относительных единицах, носит название п р и в е д е н н о й к р и в о й р а з м а г н и ч и в а н и я (рис. 3-3). Уравнение приведенной кривой размагничивания на основании выражений (3-4) и (4-6) будет иметь вид:

$$b = \frac{1 - h}{1 - ah}. \qquad (3\text{-}7)$$

Максимальная удельная энергия, развиваемая магнитом, определится из выражения:

$$w_{\text{макс}} = \frac{W_{\text{макс}}}{m_w} = \frac{B_0 H_0}{8\pi} \cdot \frac{8\pi}{B_r H_c} = \gamma, \qquad (3\text{-}8)$$

а координаты точки кривой размагничивания, где $W_m = W_{\text{макс}}$:

$$b_0 = \frac{B_0}{B_r} = \sqrt{\gamma} \quad \text{и} \quad h_0 = \frac{H_0}{H_c} = \sqrt{\gamma}. \qquad (3\text{-}9)$$

Угол наклона β линии возврата на приведенной кривой размагничивания определится из выражения:

$$\operatorname{tg}\beta = \frac{\Delta b}{\Delta h} = \frac{\Delta B}{B_r} \cdot \frac{H_c}{\Delta H} = \frac{\rho}{\mu_r}. \qquad (3\text{-}10)$$

На приведенной кривой размагничивания получают очень наглядную и удобную для анализа интерпретацию магнитные проводимости и сопротивления внешней цепи. Действительно, имеем:

$$\lambda = \frac{\Lambda}{m_\lambda} = \frac{0{,}4\pi B S_m}{H L_m} \cdot \frac{H_c L_m}{0{,}4\pi B_r S_m} = \frac{b}{h} = \operatorname{tg}\sigma, \qquad (3\text{-}11)$$

где σ — угол наклона к оси абсцисс прямой, проведенной из начала координат через точку кривой размагничивания с координатами b и h.

Для сопротивления получаем аналогично:

$$r_m = \frac{1}{\lambda} = \operatorname{ctg}\sigma. \qquad (3\text{-}12)$$

В заключение следует отметить, что форма приведенных кривых размагничивания магнитных сплавов зависит только от коэффициента формы γ, как следует непосредственно из выражения (3-7). Сплавы, обладающие различными величинами B_r и H_c, но одинаковым коэффициентом формы γ, имеют одну и ту же приведенную кривую размагничивания. Это обстоятельство значительно облегчает теоретические исследования и расчеты, позволяет делать обобщающие выводы, которые распространяются не на один, а на целые группы сплавов.

3-3. Особенности конструкции и материалы магнитной системы

Машины постоянного тока с магнитоэлектрическим возбуждением отличаются в конструктивном отношении от машин с электромагнитным возбуждением только устройством магнитной системы. Якорь, коллектор, щеточный аппарат, подшипниковые щиты вполне идентичны в машинах обоих типов. Что касается магнитной системы, то в машинах с постоянными магнитами магнитные системы отличаются большим разнообразием. Это объясняется тем, что постоянным магнитам, не имеющим обмоток, гораздо легче придавать различные конструктивные формы, чем электромагнитам. На рис. 3-4, *а—д* показаны некоторые конструктивные типы магнитных систем с постоянными магнитами, получившие наибольшее распространение.

На рис. 3-4, *а* представлена магнитная система с радиальным расположением постоянных магнитов. Эта магнитная система получается путем простой замены электромагнитов постоянными магнитами, которые припаиваются к ярму. Намагничивание постоянных магнитов в этом случае производится в радиальном направлении. В конструктивном отношении эта система очень проста, что

является большим ее достоинством. Однако, ввиду малой длины магнита, в направлении намагничивания возникает опасность размагничивания магнитов реакцией якоря. Для устранения этой опасности приходится либо увеличивать длину магнитов в радиальном направлении, что приводит к нежелательному увеличению габаритов машины, либо применять для магнитов материалы с возможно большей коэрцитивной силой. Кроме того, практически неиспользованным остается пространство между полюсами, которое в электромагнитах обычно заполнено обмоткой возбуждения. Та-

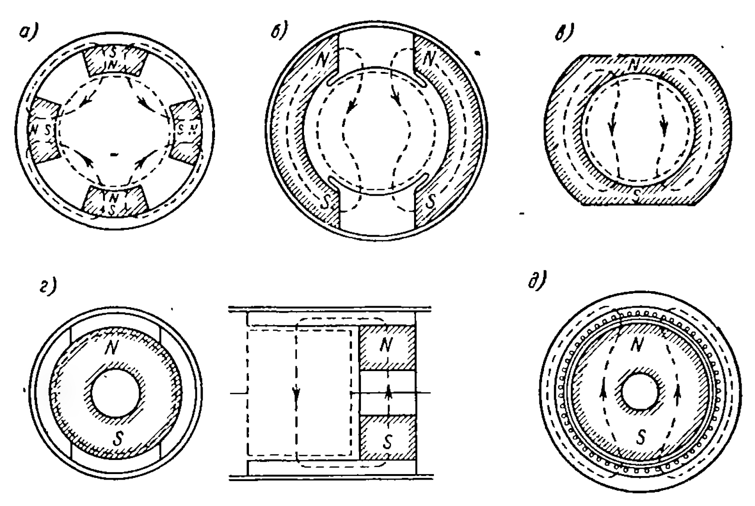


Рис. 3-4. Конструктивные типы магнитных систем с постоянными магнитами: *а* — радиальные магниты; *б* — скобообразные магниты; *в* — кольцевой магнит; *г* — торцевой магнит; *д* — внутренний цилиндрический магнит

кая система наиболее целесообразна в многополюсных машинах, т. е. при $2p > 2$.

Магнитная система со скобообразными магнитами (рис. 3-4, *б*) дает несколько лучшее заполнение пространства между якорем и корпусом. Кроме того, благодаря большой длине магнита в направлении намагничивания — особенно в двухполюсных машинах — можно использовать сплавы, имеющие небольшую коэрцитивную силу, но зато обладающие большой удельной энергией. Недостатком этой системы является сложность конструкции и трудность создания нужного направления магнитного поля при термообработке в магнитном поле, если таковая требуется для примененного сплава. Такие магнитные системы используются главным образом в двухполюсных машинах, хотя принципиально могут быть применены и при большем числе полюсов. Для обеспечения хорошей коммутации необходимо иметь на геометрической нейтрали достаточный зазор между якорем и магнитом. Опыт показывает, что

величина этого зазора должна составлять не менее одной трети от толщины магнита в радиальном направлении. Полюсные наконечники, изображенные на рис. 3-4, *б*, не обязательны, машины часто делают без них.

Кольцевой магнит (рис. 3-4, *в*) обеспечивает максимальную простоту конструкции, вследствие чего он получил очень большое распространение для машин малой мощности. Однако коммутация таких машин очень затруднена, ввиду значительного магнитного поля полюсов и реакции якоря в коммутационной зоне из-за малого зазора между якорем и магнитом по всей окружности якоря. Материал магнита у полюсов используется плохо, так как при намагничивании магнита силовые линии у полюсов имеют направление, почти противоположное направлению магнитных силовых линий при работе магнита в собранной машине. Поэтому часто для облегчения магнита около полюсов делают площадки, убирая тем самым лишний и совершенно бесполезный материал магнита. Фотография разобранного электродвигателя с подобной магнитной системой представлена на рис. 3-5.

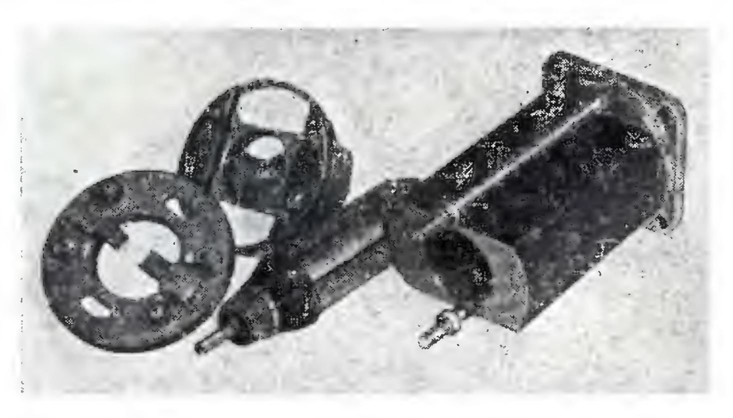


Рис. 3-5. Фото разобранного электродвигателя с кольцевым магнитом

На рис. 3-4, *г* изображена магнитная система машины с торцевым магнитом, которая применяется в тех случаях, когда желательно иметь машину возможно меньшего диаметра. При этом, однако, возрастает длина машины. Использование магнита получается хорошее, но в конструктивном отношении система довольно сложна. Разобранный электродвигатель этого типа показан на рис. 3-6.

На рис. 3-4, *д* изображена магнитная система с внутренним магнитом. Такая система применяется для малоинерционных интегрирующих двигателей очень малой мощности. Якорь в этом случае представляет собой полый алюминиевый стакан, на котором намотана обмотка. Ввиду отсутствия пазов обмотка приклеивается

к гладкой поверхности якоря. Полый якорь вращается между неподвижными ярмом и внутренним магнитом. Недостатком такой конструкции, помимо ее сложности, является большой зазор между магнитом и ярмом. Поэтому такая конструкция нашла применение только для двигателей весьма малой мощности, от которых требуется малая инерционность якоря.

В качестве материалов для постоянных магнитов применяются магнитотвердые сплавы, обладающие широкой петлей гистерезиса. Качество таких сплавов, их пригодность для постоянных магнитов, определяется величиной коэрцитивной силы H_c, остаточной индукции B_r и максимальной удельной энергии $W_{макс}$. Чем выше эти

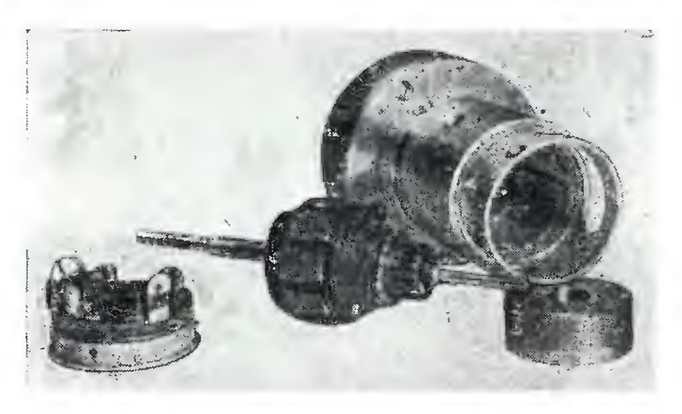


Рис. 3-6. Фото разобранного электродвигателя с торцевым магнитом

показатели, тем лучше считается сплав. В современной технике применяется много десятков марок сплавов для изготовления постоянных магнитов, различающихся как по магнитным свойствам, так и по технологии изготовления. Однако для возбуждения электрических машин применяют лишь некоторые сплавы, обладающие наибольшими значениями максимальной удельной энергии.

Наибольшее распространение для возбуждения электрических машин получили в настоящее время сплавы на основе системы железо-никель-алюминий, в ряде случаев с примесью меди, кремния, кобальта, титана. Коэрцитивная сила этих сплавов лежит в пределах от 200 до 900 *эрстед*, остаточная индукция от 4000 до 13000 *гс*, а удельная энергия до 100 000 *эрг/см*^{3}. По совокупности свойств и экономичности эти сплавы являются в настоящее время наилучшими и способствуют значительному техническому прогрессу в области электромашиностроения. Данные некоторых из этих сплавов приведены в табл. 3-1.

Технологической особенностью всех этих сплавов является то, что они обладают чрезвычайно большой твердостью и поддаются только шлифованию. Поэтому изготовление магнитов из этих спла-

Таблица 3-1

Характеристики некоторых магнитных материалов

Материал	H_c, эрст	B_r, гс	W_m, эрг/см³	γ	$\sqrt{\gamma}$	μ_r, гс/эрст	ρ, гс/эрст
АН1	250	7 000	28 000	0,403	0,635	28	8
АН2	430	6 000	38 000	0,37	0,608	13,9	5—6
АН3	500	5 000	36 000	0,353	0,594	10,0	5—6
АНК	750	4 000	43 000	0,362	0,602	5,34	5—6
АНКО-1	500	6 800	55 000	0,407	0,638	13,6	5—6
АНКО-2	600	7 500	60 000	0,335	0,579	12,5	5,7
АНКО-3	650	9 000	97 000	0,417	0,646	13,85	5,5
АНКО-4	500	12 300	150 000	0,615	0,784	24,7	5,2
АНКО-ТИ-2	800	10 300	140 000	0,403	0,635	12,9	4,2
АНКО-ТИ-7	900	4 500	48 500	0,3	0,55	5	3,6
ФХБ	2100—2500	3 000—3 400	110 000	0,33	0,575	1,36	1,2

вов производится путем фасонного литья с последующей шлифовкой сопрягаемых поверхностей до нужного размера. Для обеспечения крепления магнитов широко применяют заливку магнитов на стальные или бронзовые втулки, в которых просверливаются и нарезаются крепежные отверстия.

Другой технологической особенностью этих сплавов является то обстоятельство, что наивысшие магнитные свойства получаются лишь при определенной, «критической», скорости охлаждения отливки. Эта скорость для сплавов железо-алюминий-никель (сплавы АН) довольно велики, порядка 15—20 *град/сек*. Поэтому получить хорошие свойства в крупных отливках из сплавов марки АН не удается из-за неравномерности охлаждения по толщине отливки. Легирование железо-никель-алюминиевых сплавов кремнием (сплавы марки АНК) резко (в десятки раз) снижает критическую скорость охлаждения и тем самым позволяет получить магниты значительного (до 30 *см*²) сечения с хорошими магнитными свойствами. Применение кобальта в качестве легирующего компонента позволило дополнительно улучшить магнитные свойства сплавов (марка АНКО). При этом некоторые сплавы, например $АНКО_4$, при охлаждении с критической скоростью в магнитном поле получают особенно высокие, рекордные, магнитные свойства.

Присадка титана к сплавам марки АНКО (сплавы марки АНКОТи) сильно повышает коэрцитивную силу магнита при одновременном значительном снижении остаточной индукции, так что по величине удельной магнитной энергии эти сплавы уступают сплавам АНКО. Однако благодаря очень большой величине H_c применение этих сплавов вполне оправдано там, где из конструктивных соображений приходится применять короткие магниты и где поэтому возникает опасность размагничивания магнитов полем реакции якоря.

Для изготовления постоянных магнитов, работающих в системах возбуждения электрических машин, целесообразно также в ряде случаев применение оксидных анизотропных материалов. Такие магниты изготавливаются из порошков ферритов кобальта или бария путем спрессовки в магнитном поле, направленном по оси анизотропии, с последующим спеканием при высокой температуре. Эти магниты обладают, при сравнительно небольшой остаточной индукции (порядка 2500—3500 *гс*), очень высоким значением коэрцитивной силы (2000—2500 *эрст*). Кроме того, линии возврата этих материалов сравнительно мало отличаются от основной кривой размагничивания, что делает эти магниты очень стойкими против необратимого размагничивания. Поэтому их целесообразно применять либо при необходимости иметь короткие магниты, либо при использовании многополюсного кольцевого магнита.

Другие марки магнитных материалов для постоянных магнитов, достаточно полно описанные в литературе, почти не применяются в настоящее время для возбуждения электрических машин либо ввиду недостаточно хороших магнитных свойств, либо вследствие дефицитности и высокой стоимости компонентов, входящих в состав исходного материала.

3-4. Оптимальные условия работы постоянных магнитов в системах возбуждения машин постоянного тока

Преимущества систем возбуждения с постоянными магнитами наиболее полно реализуются тогда, когда магнит имеет минимальный объем. Последний зависит от удельной магнитной энергии, развиваемой магнитом во внешней цепи. Действительно, пусть в некоторой магнитной цепи требуется создать поток Φ_k, вызывающий в этой цепи падение магнитного потенциала F_k. Тогда имеем:

$$\Phi_k = BS_m; \quad F_к = \frac{HL_m}{0{,}4\pi}; \quad \Phi_k F_k = \frac{BHL_m S_m}{0{,}4\pi}.$$

Объем магнита будет равен

$$V_m = L_m S_m = \frac{0{,}4\pi\Phi_k F_k}{BH} = \frac{\Phi_k F_k}{20W_m}.$$

Таким образом, объем магнита обратно пропорционален произведению BH магнита, или, что то же самое, удельной энергии W_m.

При работе на кривой размагничивания рабочая точка магнита должна быть выбрана в точке максимальной энергии, что, согласно изложенному, обеспечит минимальный объем магнита. Следовательно, оптимальным условием работы магнита на кривой размагничивания является условие

$$\lambda_{вн} = 1, \qquad (3\text{-}13)$$

т. е. приведенная магнитная проводимость внешней цепи должна быть равна единице. Однако последнее справедливо в полной мере

лишь при отсутствии рассеяния магнита. При наличии рассеяния, что практически имеет место всегда, минимальный объем магнита, как показал А. И. Бертинов [Л. 3-8], получается при работе в точке с максимальной полезной энергией, а не в точке с максимальной внешней энергией. Поэтому магнит должен работать не в точке максимальной энергии, а в точке, лежащей на кривой размагничивания несколько выше. Как показывает анализ кривых зависимости энергии магнита от проводимости внешней цепи при различных проводимостях рассеяния [Л. 3-8], практически оптимальное значение этой проводимости определится из выражения:

$$\lambda_{вн} \approx 1 + \lambda_\sigma, \qquad (3\text{-}14)$$

где λ_σ — относительная проводимость рассеяния.

Проводимость для полезного потока $\lambda_п$ будет тогда равна:

$$\lambda_п \approx \lambda_{вн} - \lambda_\sigma \approx 1. \qquad (3\text{-}15)$$

При затруднениях в точном подборе проводимости согласно условиям (3-14) и (3-15) предпочтительнее отклонения в сторону больших проводимостей, дающих меньшее отклонение от максимума полезной энергии.

В реальных системах возбуждения электрических машин рабочая точка постоянного магнита лежит, как правило, не на кривой размагничивания, а на линии возврата. Это объясняется дополнительным сильным размагничиванием магнита, превышающим нормальное рабочее размагничивание. Причиной такого дополнительного размагничивания может явиться резкое возрастание внешнего магнитного сопротивления, определяемого только проводимостью рассеяния λ_s, при вынесении отдельно намагниченного магнита из приспособления для намагничивания. В этом случае магнит размагничивается до точки K пересечения прямой проводимости рассеяния, проведенной под углом

$$\sigma = \operatorname{arc\,tg} \frac{\Lambda_s}{m_\lambda} = \operatorname{arc\,tg} \lambda_s,$$

к оси абсцисс, с кривой размагничивания (рис. 3-7, *а*). После установки магнита в машине внешняя проводимость увеличивается из-за наличия цепей со сталью до величины, определяемой углом

$$\angle\lambda = \operatorname{arc\,tg} \frac{\Lambda_{вн}}{m_\lambda} = \operatorname{arc\,tg} \lambda_{вн}.$$

Индукция в магните при этом возрастает, однако не до точки A на кривой размагничивания, а до точки A_1 пересечения линии возврата с линией рабочей проводимости.

Раздельное намагничивание магнита, сопровождающееся описанным выше размагничиванием, очень сильно снижает удельную энергию магнита, что ухудшает его использование. Поэтому на практике чаще применяют намагничивание уже собранного в ма-

шине магнита, что увеличивает удельную магнитную энергию и улучшает использование магнита.

Однако и при данном способе намагничивания работа на кривой размагничивания в точке A (см. рис. 3-7, *а*) невозможна, вследствие размагничивающего влияния реакции якоря.

Наибольшее размагничивание имеет место в генераторе при коротком замыкании, а в двигателе — при пуске и реверсе. Поэтому магниты после сборки и намагничивания обязательно подвергаются стабилизации, т. е. предварительному размагничиванию путем искусственного создания наиболее неблагоприятных условий работы

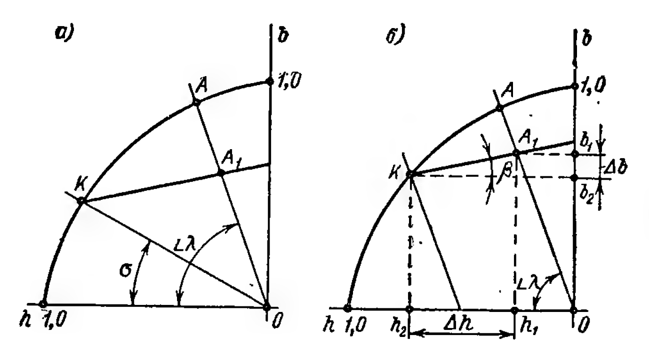


Рис. 3-7. Определение положения рабочей точки магнита на линии возврата: *а* — при раздельном намагничивании; *б* — при намагничивании в собранном состоянии

машины (короткое замыкание, пуск, реверс), которые могут быть при ее эксплуатации. Это мероприятие предотвращает дальнейшее размагничивание магнитов в процессе эксплуатации машины и делает ее характеристики стабильными.

Для выяснения условий работы магнита, подвергнутого стабилизации, обратимся к рис. 3-7, *б*, где изображена кривая размагничивания, и под углом $\angle\lambda$ к оси абсцисс проведена линия проводимости внешней цепи. Точка A пересечения их является рабочей точкой магнита до его размагничивания. Размагничивающая н. с. $F_р$ создает в магните напряженность

$$\Delta h = \frac{0{,}4\pi F_р}{L_m H_c}.$$

Для определения положения точки K, характеризующей состояние магнита при наложении размагничивающей н. с., необходимо сдвинуть отрезок OA параллельно самому себе влево на величину Δh. Тогда точка пересечения сдвинутого отрезка OA с кривой размагничивания и явится искомой точкой K.

При снятии размагничивания рабочая точка переместится по линии возврата в точку A_1 пересечения линии возврата с отрезком

OA. Эта точка и будет рабочей точкой стабилизированного магнита. Повторное приложение размагничивающей н. с., если она, разумеется, будет не более той, которая была при стабилизации, не изменит положения рабочей точки A_1, так как при этом работа магнита будет происходить по одной и той же линии возврата. Нужно, однако, заметить, что точка A_1, строго говоря, будет рабочей точкой лишь при полном отсутствии тока якоря, т. е. при холостом ходе. При нагрузке машины ток в обмотке якоря вызовет появление размагничивающей н. с., и рабочая точка переместится по кривой возврата левее точки A_1. Этим сдвигом рабочей точки при нагрузке обычно пренебрегают, так как размагничивающее действие якоря при нормальных условиях невелико, и, кроме того, из-за небольшого наклона линии возврата смещение рабочей точки не вызывает заметного изменения индукции.

Оптимальные условия работы постоянного магнита на линии возврата зависят от величины стабилизирующего размагничивания. Для установления этой зависимости обратимся снова к рис. 2-7, *б*. Зависимость между индукцией и напряженностью для точки K на кривой размагничивания может быть выражена в соответствии с уравнением этой кривой следующим образом:

$$b_2 = \frac{1 - h_2}{1 - ah_2}.$$

Координаты точки A_1 на линии возврата определятся из выражений:

$$b_1 = b_2 + \Delta b; \quad h_1 = h_2 - \Delta h.$$

Исключив из предыдущих уравнений b_2 и h_2 и учтя, что

$$\Delta b = \Delta h \operatorname{tg} \beta \quad \text{и} \quad b_1 = h_1 \lambda_{вн},$$

получим:

$$b_1 = \frac{1 - \dfrac{b_1}{\lambda_{вн}} - \Delta h}{1 - \dfrac{ab_1}{\lambda_{вн}} - a\Delta h} + \Delta h \operatorname{tg} \beta.$$

Решение полученного уравнения относительно b_1 имеет вид:

$$b_1 = \frac{1}{2} A \pm \sqrt{\frac{1}{4} A^2 - B},$$

где

$$A = \left(\frac{1}{a} + \Delta h \operatorname{tg} \beta\right) + \left(\frac{1}{a} - \Delta h\right) \lambda_{вн}; \qquad (3\text{-}16)$$

$$B = \left[\frac{1}{a} - \frac{1}{a}(1 - \operatorname{tg} \beta)\,\Delta h - \Delta h^2 \operatorname{tg} \beta\right] \lambda_{вн}.$$

Здесь физический смысл имеет лишь знак минус перед радикалом.

Так как удельная энергия магнита в точке A_1 будет равна:

$$w_1 = b_1 h_1 = \frac{b_1^2}{\lambda_{вн}},$$

то окончательно для удельной энергии магнита получим следующее выражение:

$$w_1 = \frac{1}{4\lambda_{вн}}\left[A - \sqrt{A^2 - 4B}\right]^2. \qquad (3\text{-}17)$$

На рис. 3-8 и 3-9 приведены вычисленные по формуле 3-17 кривые зависимости удельной энергии w от проводимости внешней цепи при различных стабилизирующих напряженностях Δh. Как видно из кривых, увеличение Δh приводит к уменьшению удельной энергии магнита, причем максимум энергии сдвигается при этом в сторону проводимостей бо́льших единицы. Так, например, для сплава $АНКО_4$ при $\Delta h = 0{,}5$ оптимальная проводимость $\lambda_{вн} = 2$.

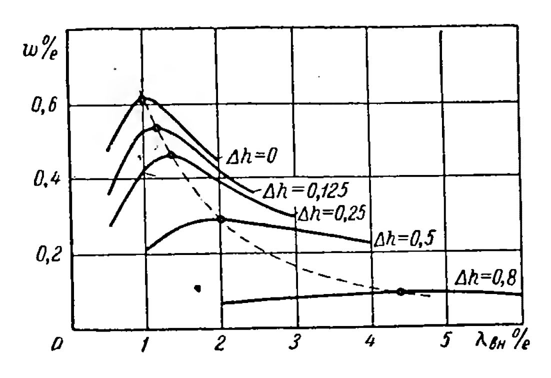


Рис. 3-8. Зависимость удельной энергии магнита из сплава $АНКО_4$ от внешней проводимости при различном стабилизирующем размагничивании

При значительном размагничивании, как это видно из кривых, максимум энергии становится пологим, поэтому нет особой необходимости точно придерживаться величины оптимальной проводимости. Так, для сплава $АНКО_4$ практически оптимальной проводимостью будет $\lambda_{вн} = 1{,}5$—$2{,}5$, а для сплава АНКОТи-7 $\lambda_{вн} = 1$—2.

Формула (3-17) позволяет также установить зависимость удельной энергии магнита от величины Δh при условии, что обеспечена оптимальная проводимость. Такая зависимость изображена на рис. 3-10 для двух сплавов. Как видно из рисунка, эта зависимость почти линейна и поэтому может быть достаточно точно аппроксимирована прямой линией по уравнению:

$$w = \gamma(1 - k\Delta h), \qquad (3\text{-}18)$$

где k — коэффициент, постоянный для данного сплава, например, для $АНКО_4$ $k = 1{,}05$, а для АНКОТи-7 $k = 0{,}7$.

На рис. 3-11 на кривые размагничивания сплавов $АНКО_4$ и АНКОТи-7 нанесены геометрические места оптимальных рабочих точек при различном размагничивании. Рабочие точки магнита

при условии оптимальной проводимости внешней цепи располагаются, как это видно из рисунка, таким образом, что индукция в магните при этом меняется сравнительно мало. Только лишь при

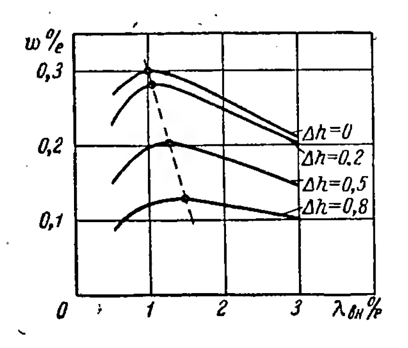


Рис. 3-9. Зависимость удельной энергии магнита из сплава АНКОТи-7 от внешней проводимости при различном стабилизирующем размагничивании

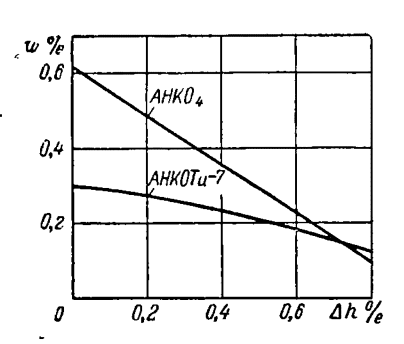


Рис. 3-10. Зависимость удельной энергии магнита от размагничивающей напряженности при оптимальном сопротивлении внешней магнитной цепи

больших размагничивающих напряженностях ($\Delta h = 0{,}6$—$0{,}8$) наблюдается заметное снижение индукции. Это обстоятельство облегчает расчет магнитов, так как при ориентировочном определении размеров магнита можно принимать индукцию в нем, равную $B \approx \sqrt{\gamma} \cdot B_r$.

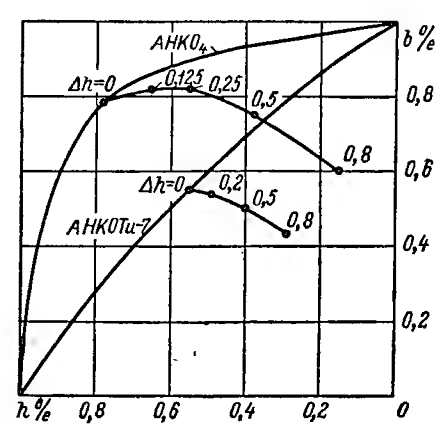


Рис. 3-11. Геометрические места оптимальных рабочих точек при различном размагничивании сплавов $АНКО_4$ и АНКОТи-7

Как уже отмечалось выше, эффективность использования постоянного магнита для возбуждения электрических машин зависит в первую очередь от правильного выбора проводимости внешней цепи. Однако нужная величина проводимости при выбранном типе магнитной системы может быть обеспечена только при правильном выборе и материала для постоянного магнита. Так, при использовании материала с малой коэрцитивной силой H_c в машине с короткими магнитами не удается получить оптимальной проводимости. То же самое получается при выборе материала с большой H_c для машины с длинными магнитами.

Проводимость внешней цепи может быть выражена через поток

якоря Φ_a и н. с. F внешней цепи следующим образом:

$$\Lambda_{вн} = \frac{\Phi_a \sigma}{F}, \tag{3-19}$$

где σ — коэффициент рассеяния.

Для потока, входящего в якорь, имеем:

$$\Phi_a = \alpha \tau l B_\delta, \tag{3-20}$$

где α — коэффициент полюсной дуги;
τ — полюсное деление;
l — длина полюса;
B_δ — индукция в воздушном зазоре.

Намагничивающая сила, необходимая для проведения потока по внешней цепи, равна:

$$F = F_\delta k_s = \frac{2\delta k_\delta B_\delta k_s}{0{,}4\pi}, \tag{3-21}$$

где δ — воздушный зазор;
k_δ — коэффициент воздушного зазора;
$k_s = \frac{F}{F_\delta}$ — коэффициент насыщения;
F_δ — н. с. воздушного зазора.

Подставив уравнения (3-20) и (3-21) в (3-19), получим:

$$\Lambda_{вн} = \frac{0{,}4\pi\alpha\tau l\ \sigma}{2\delta k_\delta\ k_s}. \tag{3-22}$$

В относительных единицах, учтя, что

$$\Lambda_m = \frac{0{,}4\pi\mu_r}{k_m},$$

где $k_m = \frac{L_m}{S_m}$ — коэффициент формы магнита, получим для проводимости окончательно:

$$\lambda_{вн} = \frac{\Lambda_{вн}}{\Lambda_m} = \Lambda_{вн}\frac{k_m}{0{,}4\pi\mu_r}. \tag{3-23}$$

Условием получения минимального объема магнита, т. е. наиболее эффективного использования его, является равенство

$$\lambda_{вн} = \lambda_{опт}.$$

Величина $\lambda_{опт}$, как это было показано выше, лежит, в зависимости от степени размагничивания, в пределах от 1,5 до 2,5. Отсюда условие оптимального использования магнита будет:

$$\Lambda_{вн}\frac{k_m}{0{,}4\pi\mu_r} = 1{,}5 \div 2{,}5. \tag{3-24}$$

Для машин, мощность которых не превышает несколько сотен ватт, величина проводимости лежит в пределах от 40 до 100 *см*,

причем колебания этой величины зависят от степени насыщения машины, относительной величины воздушного зазора и размеров машины (бо̀льшие значения проводимости соответствуют бо̀льшей мощности машины).

Коэффициент формы магнита k_m зависит в основном от конструктивного типа магнитной системы. Так, для машин со скобообразными магнитами (длинные магниты) величина k_m лежит в пределах от 0,5 до 1,0, а для машин с радиальным расположением магнитов (короткие магниты) — в пределах от 0,1 до 0,2. При этом меньшие значения k_m относятся к машинам большой мощности, так как величина k_m при геометрическом подобии магнитных систем обратно пропорциональна линейным размерам магнита. Исходя из вышеуказанного, можно приблизительно оценить величину оптимальной μ_r для различных конструктивных типов магнитной системы.

Так, для скобообразных магнитов, получаем:

$$\mu_r = \Lambda_{вн} \frac{k_m}{\sim 2} = (40 \div 100) \frac{(0,5 \div 1,0)}{\sim 2} = 20 \div 25.$$

Очевидно, что для такой магнитной системы более подходящим материалом для магнитов будет материал с высоким отношением остаточной индукции к коэрцитивной силе, например сплав $АНКО_4$, у которого $\mu_r = 25$.

Для радиальных магнитов имеем:

$$\mu_r = \Lambda_{вн} \frac{k_m}{\sim 2} = (40 \div 100) \frac{(0,1 \div 0,2)}{\sim 2} = 4 \div 5,$$

т. е. для таких магнитов наиболее подходящим материалом является сплав с высокой коэрцитивной силой, например сплав АНКОТи-7, у которого $\mu_r = 5$.

3-5. Рассеяние постоянных магнитов

Как известно, постоянный магнит предназначен для создания магнитного потока в рабочей цепи машины или прибора. Для направления этого потока в нужное место служит арматура из материалов с хорошей магнитной проводимостью: полюсные наконечники, ярмо и т. п. Однако ввиду отсутствия в природе «магнитно-изоляционных» материалов не удается предотвратить полностью так называемое рассеяние потока, т. е. распространение потока в области, где этот поток бесполезен и даже вреден. Поэтому полный поток, создаваемый магнитом, можно представить в виде суммы двух потоков

$$\Phi_m = \Phi_0 + \Phi_s = \Phi_0\left(1 + \frac{\Phi_s}{\Phi_0}\right) = \Phi_0\sigma, \qquad (3\text{-}25)$$

где Φ_m — полный поток, создаваемый магнитом;

Φ_0 — полезный поток;

Φ_s — поток рассеяния;

$\sigma = 1 + \frac{\Phi_s}{\Phi_0}$ — коэффициент рассеяния.

Поток рассеяния Φ_s увеличивает поток магнита в σ раз по сравнению с полезным потоком, что вынуждает увеличивать мощность магнита. Поэтому при расчете магнитов приходится учитывать потоки рассеяния. Однако степень влияния величины потока рассеяния на габаритные размеры магнита различна для систем с электромагнитами и постоянными магнитами. Принимая в первом приближении магнитную систему линейной, можно написать для полезного потока:

$$\Phi_0 = \frac{F - (\Phi_0 + \Phi_s) R_m}{R_0}, \qquad (3\text{-}26)$$

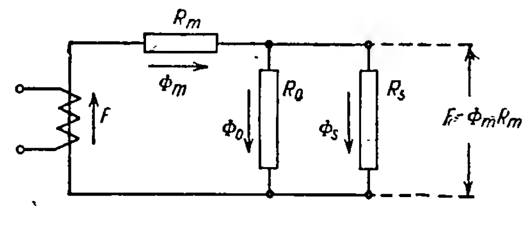


Рис. 3-12. Эквивалентная схема магнитной цепи

где F — н. с. магнита;

R_m — магнитное сопротивление самого магнита;

R_0 — магнитное сопротивление цепи полезному потоку.

Как видно из выражения (3-26), полезный поток Φ_0 во внешней цепи зависит от разности н. с. магнита и падения магнитного потенциала внутри магнита от полного потока Φ_m. Эквивалентная схема магнитной цепи для этого случая изображена на рис. 3-12.

У электромагнитов, если сердечник не насыщен, магнитное сопротивление R_m очень мало по сравнению с сопротивлением внешней цепи R_0, и дополнительное падение магнитного потенциала $\Delta F = \Phi_s R_m$, обусловленное потоком рассеяния, мало сказывается на величине полезного потока Φ_0. Поэтому в инженерных расчетах часто определяют величину потока рассеяния электромагнитов весьма приближенно, и это не приводит к неприемлемой для практики ошибке в определении полезного потока. Кроме того, ввиду ограниченности конструктивных форм исполнения электромагнитов для электрических машин, за десятки лет существования электромашиностроения накоплен большой опыт и по точному расчету потоков рассеяния.

Иначе обстоит дело с постоянными магнитами. При работе магнита на линии возврата, что практически всегда имеет место, магнитная проницаемость магнита μ_m может быть определена следующим образом:

$$\mu_m = \frac{\Delta B}{\Delta H} = \rho. \qquad (3\text{-}27)$$

Как видно из табл. 1, величина ρ для большинства магнитных материалов лежит в пределах от 2 до 6 *гс/эрст*. Это означает, что

магнитная проницаемость магнита всего лишь в несколько раз выше проницаемости воздуха, а следовательно, магнитное сопротивление R_m постоянного магнита относительно велико. Поэтому поток рассеяния вызывает сильное снижение магнитного потенциала на концах постоянного магнита и, как следствие, уменьшение полезного потока. Для иллюстрации сказанного на рис. 3-13 изображена кривая размагничивания постоянного магнита и линии возврата NK, на которой происходит работа магнита. При отсутствии потока рассеяния рабочей точкой, определяющей полезный поток Φ_{01}, будет точка A_1 пересечения линии проводимости для полезного потока (проведенной под углом $\angle\lambda_0 = \mathrm{arc\,tg}\,\Lambda_0$) и линии возврата. Зависимость потока рассеяния Φ_s от н. с. на концах магнита представлена прямой линией, проведенной ниже оси абсцисс под углом $\sigma = \mathrm{arc\,tg}\,\Lambda_s$, где Λ_s — проводимость потока рассеяния. Кривая зависимости полезного потока от н. с. может быть построена путем вычитания ординат линии OS из ординат линии возврата NK (линия NP). Точка A_2 на этой линии NP является рабочей точкой при наличии потока рассеяния. Как видно из диаграмм, и полезный поток Φ_{02}, и соответствующая ему н. с. F_2 получаются значительно меньше, чем эти же величины для точки A_2, где отсутствует поток рассеяния.

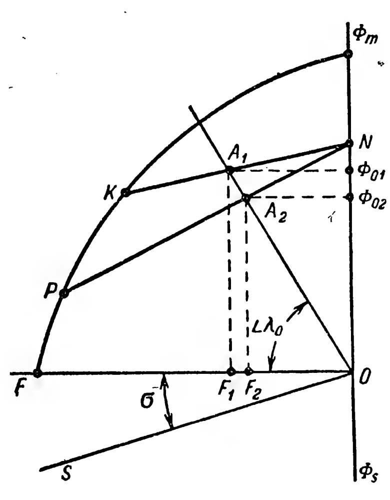


Рис. 3-13. Диаграмма состояния магнита

Отмеченные выше обстоятельства приводят к необходимости точного учета потока рассеяния постоянного магнита, так как только при правильном определении величины потока рассеяния можно достоверно рассчитать и рабочий поток Φ_{02}. Однако, несмотря на многочисленные работы в этой области и советских и зарубежных ученых, не существует единого метода расчета потоков рассеяния, пригодного для всех случаев. Теоретически обоснованное, точное определение проводимостей рассеяния магнита возможно лишь в нескольких частных, почти не встречающихся в практике случаях, когда магнит имеет простую геометрическую форму, например,— эллипсоид вращения. Кроме того, это справедливо лишь в случае большого удаления постоянного магнита от других ферромагнитных тел, что практически никогда не имеет места. Поэтому на практике, ввиду большого разнообразия форм магнитов, приходится довольствоваться приближенными методами расчета.

Один из наиболее распространенных методов заключается в следующем. Сначала тем или иным способом строят картину поля,

стремясь по возможности к большой точности, так как от этого зависит правильность всего расчета. При исследовании картины поля новых конфигураций магнитов часто используют железные опилки. Может быть использован также метод аналогий, так как конфигурации полей геометрически подобных магнитных систем одинаковы.

В качестве примера на рис. 3-14 построена картина поля рассеяния с внешней поверхности скобообразного магнита. Исследованиями С. А. Погожева [Л. 3-5] было установлено, что магнитные силовые линии в этом случае близко совпадают с окружностями, центры которых располагаются на нейтральной оси и находятся на удалении $OO_1 = \beta R$ от центра магнитной системы. Здесь β есть функция дуги магнита $\alpha_м$, на которую опирается магнитная линия потока рассеяния, а R — внешний радиус магнита. Зависимость β от $\alpha_м$ приведена в табл. 3-2.

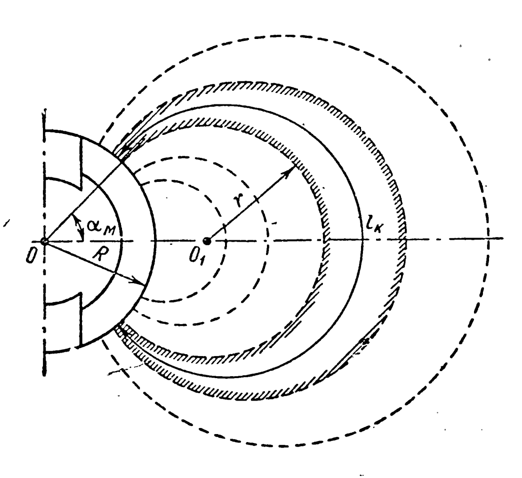


Рис. 3-14. Картина полей рассеяния с внешней поверхности скобообразного магнита

Имея построенную картину поля, производят разбивку всего потока на частичные потоки, ограниченные с боков силовыми линиями. Количество частичных потоков выбирается произвольно. Однако при этом следует иметь в виду, что точность расчетов получается тем выше, чем больше число частичных потоков. На рис. 3-14 штриховкой выделен один частичный поток рассеяния, заключенный между двумя соседними силовыми линиями.

Таблица 3-2

Зависимость коэффициента β от угла $\alpha_м$

$\sin \alpha_м$	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9
β	0,86	0,895	0,93	0,965	1,08	1,22	1,35	1,61	2,46

Проводимость k-го частичного потока рассеяния определяется отношением его сечения к длине:

$$\Lambda_k = \frac{0,4\pi S_k}{l_k}. \tag{3-28}$$

Для потоков рассеяния характерным является непостоянство сечения по длине трубки. Оно монотонно возрастает по мере удаления от поверхности магнита и максимально в плоскости симметрии, совпадающей с нейтральной плоскостью постоянного магнита. В этом случае сечение S_k в формуле (3-28) является средним сечением:

$$S_k = \frac{S_{k\,\text{макс}} + S_{k\,\text{мин}}}{2}. \tag{3-29}$$

Частичный поток рассеяния Φ_{sk} вызывается не полной н. с. F на конце магнита, а частичной н. с. F_k, которая действует между концами рассматриваемой k-й силовой трубки:

$$\Phi_{sk} = F_k \Lambda_k. \tag{3-30}$$

Н. с. F_k может быть приближенно определена на основании равенства

$$\frac{F_k}{F} = \frac{L_k}{L_m}, \tag{3-31}$$

где L_m — длина магнита в направлении намагничивания;
L_k — длина части магнита, заключенной между основаниями k-й силовой трубки.

Выражение (3-31) справедливо лишь в той мере, в какой можно пренебречь дополнительным падением магнитного потенциала в магните от потока рассеяния. Точное же значение F_k может быть определено только методом последовательного приближения, так как для определения F_k необходимо знать величину потока рассеяния.

Таким образом, при принятых допущениях получаем:

$$\Phi_{sk} = F \frac{L_k}{L_m} \Lambda_k = F\Lambda'_k,$$

где $\Lambda'_k = \Lambda_к \dfrac{L_k}{L_m}$ — проводимость рассеяния k-го частичного потока, приведенная к полной н. с. постоянного магнита.

Вычислив проводимости всех частичных потоков рассеяния, можно определить суммарную проводимость потока рассеяния, приведенную к полной н. с. постоянного магнита:

$$\Lambda'_s = \sum_{k=1}^{k=n} \Lambda'_k. \tag{3-32}$$

Изложенный метод определения проводимости рассеяния может быть использован и для аналитического определения проводимости рассеяния. В этом случае вместо конечного частичного потока рассеяния рассматривается элементарная силовая трубка, приведенная проводимость которой равна:

$$d\Lambda'_k = \frac{0{,}4\pi d S_k}{l_k} \cdot \frac{L_k}{L_m}. \tag{3-33}$$

Полная проводимость рассеяния будет в этом случае:

$$\Lambda'_s = \int_{L=0}^{L=L_m} d\Lambda'_k. \qquad (3\text{-}34)$$

Задача может быть решена, если удастся взять интеграл (3-34). Для некоторых частных случаев такие вычисления сделаны [Л. 3-6].

3-6. Реакция якоря

Хотя природа реакции якоря магнитоэлектрических машин постоянного тока та же, что и у машин с электромагнитным возбуждением, характер влияния реакции на свойства магнитоэлектрических машин имеет существенные особенности.

Эти особенности обусловлены в первую очередь относительно большим магнитным сопротивлением постоянных магнитов из-за малой магнитной проницаемости сплавов для них. Для машин с электромагнитным возбуждением изменение потока $\Delta\Phi_1$, вызванное посторонней н. с., действующей по продольной оси (например, продольной н. с. якоря), при отсутствии насыщения может быть определено следующим образом:

$$\Delta\Phi_1 = \frac{F_{\text{пр}}}{R_\delta}, \qquad (3\text{-}35)$$

где $F_{\text{пр}}$ — продольная н. с. реакции якоря;

R_δ — магнитное сопротивление воздушного зазора.

Из формулы (3-35) видно, что изменение потока определяется только сопротивлением воздушного зазора, и если зазор мал, то реакция якоря оказывает сильное влияние на поток полюсов.

В машинах с магнитоэлектрическим возбуждением изменение потока ограничивается не только сопротивлением R_δ, но и внутренним сопротивлением магнита R_m, т. е.

$$\Delta\Phi_2 = \frac{F_{\text{пр}}}{R_\delta + R_m}. \qquad (3\text{-}36)$$

Так как $R_m \gg R_\delta$, то изменение потока машин с магнитоэлектрическим возбуждением получается значительно меньшим, чем у машин с электромагнитным возбуждением.

Влияние продольной н. с. на поток полюсов обоих типов машин может быть наглядно представлено графически. На рис. 3-15 изображена кривая размагничивания магнитов в координатах $\Phi = F$. При отсутствии продольной размагничивающей н. с. рабочая точка A магнита определится пересечением линии возврата kn с характеристикой намагничивания воздушного зазора Om. При этом магнит будет развивать во внешней цепи н. с. $F_{\text{в}}$. Если заменить постоянный магнит эквивалентным электромагнитом, создающим такую же н. с., то характеристикой такого электромагнита явится

прямая cd. Эта характеристика должна быть параллельна оси ординат, так как при отсутствии насыщения н. с., развиваемая электромагнитом, не зависит от величины потока.

Для определения положения рабочих точек при наложении внешней размагничивающей н. с. $F_р$ необходимо сдвинуть прямую Om параллельно самой себе влево на величину $F_р$. Рабочая точка B постоянного магнита определится пересечением прямой $O'm'$ с линией возврата, а рабочая точка C электромагнита — пересечением прямой $O'm'$ с линией cd. Как видно из рисунка, поток постоянного магнита изменяется незначительно по сравнению с изменением потока электромагнита. Указанное обстоятельство позволяет пренебрегать влиянием реакции якоря машин постоянного тока с магнитоэлектрическим возбуждением в нормальных режимах, когда смещение рабочей точки из-за наложения размагничивающей н. с. не выходит за пределы линии возврата. Однако в режимах перегрузок (короткое замыкание генератора, пуск и реверс двигателя), когда размагничивающая н. с. смещает рабочую точку за пределы линии возврата, происходит значительное, причем необратимое, снижение потока, приводящее к изменению магнитных свойств постоянного магнита.

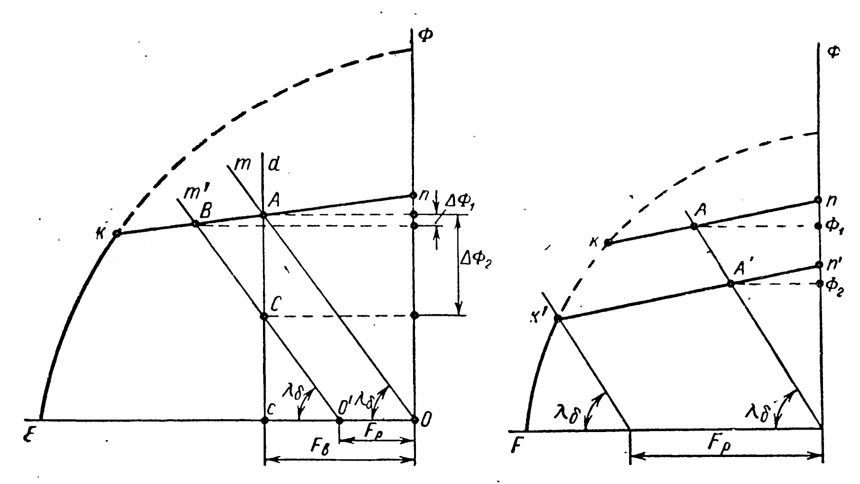


Рис. 3-15. Влияние продольной н. с. на потоки постоянного магнита и электромагнита

Рис. 3-16. Влияние размагничивания постоянного магнита на положение рабочей точки

Сказанное иллюстрируется диаграммой на рис. 3-16. Если до размагничивания рабочая точка A лежала на линии возврата kn, то после снятия размагничивающей н. с. $F_р$, переместившей точку k в точку k', состояние магнита будет характеризоваться новой точкой A' пересечения новой линии возврата $k'n'$ с характеристикой намагничивания воздушного зазора. Как видно из рисунка,

при этом происходит значительное и необратимое снижение потока от величины Φ_1 до величины Φ_2.

Из всего сказанного следует, что хотя в нормальных режимах можно пренебрегать влиянием реакции якоря, учет последней в режимах перегрузок необходим для предопределения положения рабочей точки на диаграмме состояния магнита.

В машинах с постоянными магнитами щетки всегда устанавливаются на геометрической нейтрали. Поэтому продольная реакция якоря в таких машинах отсутствует. Но при этом возрастает относительное значение коммутационной реакции якоря, тем более, что в машинах с постоянными магнитами не применяются дополнительные полюса. Влияние коммутационной реакции якоря особенно сильно сказывается в переходных режимах ввиду того, что из-за отсутствия обмоток на полюсах и большого электрического сопротивления сплавов для постоянных магнитов отсутствует демпфирование пиков коммутационной н. с. Поэтому в машинах постоянного тока с постоянными магнитами, несмотря на установку щеток на нейтрали, приходится считаться с продольной н. с., вызванной коммутационными токами. Ниже приводится метод расчета коммутационной н. с. реакции якоря, предложенный Ю. С. Захаровым [Л. 3-7].

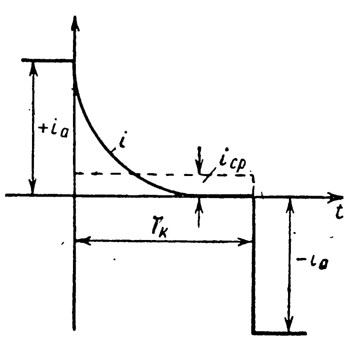


Рис. 3-17. Кривая изменения тока коммутируемой секции

При отсутствии дополнительных полюсов имеет место замедленная коммутация. В этом случае, как показали исследования А. Ф. Карасева [Л. 3-9], ток в короткозамкнутой секции изменяется по закону, примерно показанному на рис. 3-17. Для машин малой мощности, обладающих сравнительно большим сопротивлением якорной обмотки, наиболее подходящими являются уравнения Елохина [Л. 3-9], которые определяют закон изменения тока в коммутируемой секции. В основу этих уравнений положено предположение постоянства сопротивления короткозамкнутого контура. Исходное уравнение э. д. с. короткозамкнутого контура:

$$L\frac{di}{dt} = i\Sigma r, \qquad (3\text{-}37)$$

где i — ток короткозамкнутой секции;

Σr — суммарное сопротивление секции;

L — индуктивность секции.

Решив уравнение (3-37), получим:

$$i = i_a e^{-\frac{\Sigma r}{L}t}. \qquad (3\text{-}38)$$

Н. с. коммутационной реакции якоря создается средним за период коммутации током короткозамкнутой секции

$$i_{\text{ср}} = \frac{1}{T_{\text{к}}} \int\limits_0^{T_{\text{к}}} i dt = i_a \frac{\frac{L}{\Sigma r}}{T_{\text{к}}} \left(1 - e^{-\frac{T_{\text{к}}}{\frac{L}{\Sigma r}}} \right). \tag{3-39}$$

Если принять во внимание, что обычно $T_{\text{к}} \gg \frac{L}{\Sigma r}$, то выражение (3-39) можно упростить, приведя к виду:

$$i_{\text{ср}} = \frac{\frac{L}{\Sigma r}}{T_{\text{к}}} i_a. \tag{3-40}$$

Н. с. коммутационной реакции якоря может быть определена из следующего выражения:

$$F_{\text{к}} = b_{\text{к}} AS_{\text{к}}, \tag{3-41}$$

где $b_{\text{к}}$ — ширина коммутационной зоны;

$AS_{\text{к}} = \frac{N}{\pi D} i_{\text{ср}}$ — величина, аналогичная линейной нагрузке.

Кроме того, из теории машин постоянного тока известны следующие соотношения:

$$\left.\begin{aligned} L &= 2w_{\text{c}}^2 l \lambda'; \\ T_{\text{к}} &= \frac{2 \cdot 60 w_{\text{c}}}{nN}; \\ i_a &= \frac{I_a}{2a}. \end{aligned}\right\} \tag{3-42}$$

Учтя эти соотношения, получим окончательно формулу для определения н. с. коммутационной реакции якоря на пару полюсов:

$$F_{\text{к}} = \frac{b_{\text{к}} N^2 w_{\text{c}} \lambda' l n I_a}{2 \cdot 60 \pi a D \Sigma r} a, \tag{3-43}$$

где w_{c} — число витков коммутируемой секции;

l — длина якоря, *см*;

n — скорость вращения, *об/мин*;

λ' — удельная проводимость потока рассеяния секции, которая для машин малой мощности может быть принята равной $(3 \div 7)\ 10^{-8}$;

N — число проводников обмотки якоря;

a — число пар параллельных ветвей;

D — диаметр якоря, *см*;

Σr — суммарное сопротивление секции и щеточных контактов, *ом*.

Из уравнения (3-43) следует, что н. с. $F_к$ пропорциональна произведению скорости n на ток якоря I_a. Следовательно, максимальная н. с. $F_{к\,макс}$ может быть только при сочетании большой скорости вращения и большого тока якоря. В генераторе такой режим может иметь место при коротком замыкании, в двигателе — при реверсе путем изменения полярности приложенного напряжения. В обоих случаях н. с. коммутационных токов является продольно размагничивающей и может вызвать необратимое размагничивание постоянных магнитов. Для определения величины максимальной размагничивающей н. с. коммутационных токов необходимо в формулу (3-43) подставлять значение $I_{a\,макс}$ и соответствующей скорости n вращения якоря.

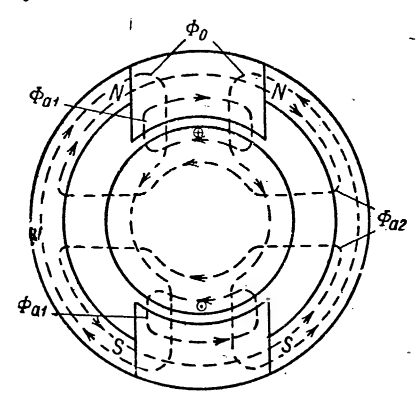


Рис. 3-18. Реакция якоря машины со скобообразными магнитами

Влияние поперечной реакции якоря машин постоянного тока с магнитоэлектрическим возбуждением является областью, до сих пор сравнительно мало изученной. Это объясняется в первую очередь сложностью физических процессов, происходящих в постоянных магнитах при одновременном намагничивании вдоль и поперек оси основного намагничивания. Немногочисленные работы в этой области [Л. 3-1, 3-4] посвящены в основном качественному анализу процессов, имеющих место при действии поперечной реакции якоря. Опыт, однако, показывает, что поперечная реакция якоря оказывает большое влияние на свойства машин постоянного тока с постоянными магнитами.

Характер поперечной реакции якоря зависит от конструктивного типа магнитной системы. В машинах с полюсными наконечниками поперечная реакция якоря оказывает меньшее влияние на состояние постоянных магнитов, так как поток поперечной реакции якоря замыкается главным образом через полюсные наконечники.

На рис. 3-18 изображена картина магнитного поля поперечной реакции якоря в машине со скобообразными магнитами. Часть потока реакции якоря Φ_{a1} замыкается через полюсные наконечники так же, как и в машинах с электромагнитным возбуждением. Этот поток искажает кривую распределения индукции под полюсом, и его влияние на результирующий поток машины может быть учтено обычными методами. Другая часть потока Φ_{a2} замыкается по пути: якорь-боковой воздушный зазор-постоянный магнит-полюсный наконечник. Этот поток в одной половинке каждого скобообразного магнита совпадает с основным потоком магнита, в другой половинке

направлен встречно. Следовательно, одна половинка магнита подмагничивается, другая — размагничивается. При изменении направления тока в якоре поток реакции якоря изменяет свое направление и размагничиванию подвергаются ранее подмагниченные половинки магнита. Таким образом, в процессе многократного изменения направления тока размагничиванию в конечном итоге подвергнутся оба магнита полностью.

Размагничивающая магниты н. с. F_{mq} является только частью н. с. поперечной реакции якоря F_{aq}, так как вся н. с. якоря распределяется между боковым зазором машины δ' и магнитом пропорционально их сопротивлениям:

$$\frac{F_{mq}}{F_{aq}} = \frac{R_m}{R_m + R'_\delta}, \tag{3-44}$$

где R_m — магнитное сопротивление постоянного магнита;

R'_δ — магнитное сопротивление бокового воздушного зазора.

Величины, входящие в формулу (3-44), вообще говоря, неодинаковы для различных силовых трубок, и их точное определение затруднительно. При приближенном вычислении можно ориентироваться на среднюю силовую линию, для которой можно принять следующие величины сопротивлений и н. с.:

$$\left.\begin{aligned} R_m &= \frac{1}{0,4\pi\mu_m} \cdot \frac{L_m}{4S_m}\,[1/см]; \\ R_\delta &= \frac{1}{0,4\pi}\,\frac{\delta'}{\frac{\tau - b}{2}\,l}\,[1/см]; \\ F_{aq} &= AS\,\frac{3b+\tau}{4}\,[a], \end{aligned}\right\} \tag{3-45}$$

где L_m, S_m — длина и сечение магнита, *см* и *см*^{2};

μ_m — магнитная проницаемость магнита;

δ' — боковой воздушный зазор, *см*;

τ, b — полюсное деление и полюсная дуга, *см*;

l — длина якоря, *см*;

AS — линейная нагрузка, *а/см*.

Подставив формулы (3-45) в (3-44), можно определить величину н. с. F_{mq}, которая подмагничивает одну и размагничивает другую половинки магнита. Для предопределения точки отхода линии возврата от основной кривой размагничивания производят такие же построения, как и в случае учета коммутационной н. с. якоря, т. е. рассматривают н. с. F_{mq} как продольно-размагничивающую н. с. якоря. В случае совместного влияния н. с. коммутационных токов и поперечной н. с. якоря, что обычно имеет место, результирующая

размагничивающая н. с. определяется как сумма коммутационной н. с. $F_к$ и поперечной н. с. F_{mq}.

Если магнитная система выполнена без полюсных наконечников, например, с радиальным расположением магнитов, то характер поперечной реакции якоря будет иной. На рис. 3-19 изображена картина поля реакции якоря для такого случая. Как показали исследования Ю. С. Захарова [Л. 3-7], поток реакции якоря при малой длине магнитов в направлении намагничивания замыкается главным образом по пути вдоль оси магнита и через ярмо (поток Φ_{a1}). Поток Φ_{a2}, замыкающийся поперек магнита, значительно меньше из-за большого магнитного сопротивления. Поэтому в первом приближении можно пренебречь потоком Φ_{a2}, считая, что весь поток реакции якоря замыкается по пути потока Φ_{a1}. Как видно из рис. 3-19, поток реакции якоря искажает кривую распределения индукции под полюсом, размагничивая одну половинку магнита и подмагничивая другую. При изменении направления тока в якоре размагничиванию подвергается другая, ранее подмагниченная половинка магнита. После нескольких циклов изменения направления тока в якоре при стабилизации магнита обе половинки магнита размагничиваются в одинаковой степени, и их магнитное состояние становится устойчивым.

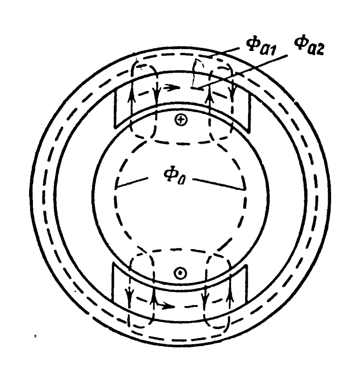


Рис. 3-19. Реакция якоря машины с радиальными магнитами

Количественный учет размагничивания магнитов может быть произведен подобно тому, как это было сделано для машины с полюсными наконечниками. Размагничивающая н. с. F_{mq}, действующая на магнит вдоль средней силовой линии, определится из приближенного выражения:

$$F_{mq} = AS\frac{b}{2}\frac{R_m}{R_m + R_\delta}. \tag{3-46}$$

Величины сопротивлений могут быть определены для этого случая следующим образом:

$$\left.\begin{aligned} R_m &= \frac{1}{0{,}4\pi\mu_m}\frac{L_m}{S_m}\,[1/см]; \\ R_\delta &= \frac{1}{0{,}4\pi}\frac{\delta}{bl}\,[1/см], \end{aligned}\right\} \tag{3-47}$$

где L_m, S_m — высота и сечение магнита, *см* и *см*^{2};
μ_m — магнитная проницаемость магнита;
δ — воздушный зазор, *см*;
b — ширина полюса, *см*;
l — длина якоря, *см*.

После определения величины н. с. F_{mq} дальнейший расчет магнита производится так же, как и в предыдущем случае.

3-7. Пример поверочного расчета магнитной цепи двигателя постоянного тока с магнитоэлектрическим возбуждением

1. Номинальные данные двигателя

Мощность	$P = 150$ *вт*
Напряжение якоря	$U = 60$ *в*
Ток якоря	$I_a = 3,6$ *а*
Скорость вращения	$n = 8500$ *об/мин*

2. Конструктивные размеры и электрические данные

Исполнение: с радиальными магнитами (рис. 3-20)

Число полюсов	$2p = 4$
Высота полюса	$h_п = 1,35$ *см*
Длина полюса	$l_п = 5,2$ *см*
Ширина полюса по наружному диаметру	$b_{п1} = 2,5$ *см*
Ширина полюса по внутреннему диаметру	$b_{п2} = 1,83$ *см*
Ширина полюса в среднем сечении	$b_п = 2,16$ *см*
Расчетная полюсная дуга	$b_0 = 1,77$ *см*
Расчетная длина якоря	$l_0 = 5$ *см*
Воздушный зазор	$\delta = 0,035$ *см*
Коэффициент воздушного зазора	$k_\delta = 1,12$
Диаметр якоря	$D = 3,73$ *см*
Расчетная ширина зоны коммутации	$b_к = 1,06$ *см*
Число проводников обмотки	$N = 540$
Число витков в секции	$w_c = 6$
Число параллельных ветвей	$2a = 2$
Сопротивление обмотки якоря	$r_я = 1,22$ *ом*
Удельная проводимость потока рассеяния секции	$\lambda' = 3,95 \cdot 10^{-8}$
Сопротивление секции	$r_c = 0,108$ *ом*
Падение напряжения в щеточном контакте	$2\Delta u = 2в$
Характеристика зависимости сопротивления щеточного контакта щеток марки МГС-7 от плотности тока под щетками (приведена на рис. 3-21)	
Плотность тока под щетками	$I_щ = 6$ *а/мм²*
Кратность тока при реверсе	$k_i = 8$
Линейная нагрузка	$AS = 83$ *а/см*
Характеристика намагничивания (приведена на рис. 3-22)	
Материал магнита	АНКОТи-7
Остаточная индукция	$B_r = 4500$ *гс*
Коэрцитивная сила	$H_c = 900$ *эрст*
Коэффициент возврата	$\rho = 3,5$ *гс/эрст*
Тангенс угла наклона линии возврата	$\mathrm{tg}\,\beta = 0,7$
Коэффициент формы кривой размагничивания	$\lambda = 0,3$

3. Расчет магнитной системы двигателя

Расчетное сечение и длина магнита:

$$S_m = l_п b_п = 5,2 \cdot 2,16 = 11,2\ см^2;$$

$$L_m = h_п = 1,35\ см.$$

Коэффициент формы магнита

$$k_m = \frac{L_m}{S_m} = \frac{1,35}{11,2} = 0,12.$$

Базовые единицы:

$$\mu_r = \frac{B_r}{H_c} = \frac{4500}{900} = 5; \qquad m_F = \frac{L_m H_c}{0,4\pi} = \frac{1,35\cdot 900}{0,4} = 970\ a;$$

$$m_\varphi = B_r S_m = 4500\cdot 11,2 = 5\cdot 10^4\ мкс;$$

$$m_\lambda = \frac{0,4\pi\mu_r}{k_m} = \frac{0,4\pi\cdot 5}{0,12} = 52\ см.$$

Проводимость рассеяния с боковой поверхности полюса на ярмо (см. рис. 3-20)

$$d\Lambda_s' = 0,4\pi\,\frac{l_п dr}{0,5\pi r}\,\frac{r}{h_п} = 0,8\frac{l_п}{h_п}\,dr;$$

$$\Lambda_s' = 0,8\frac{l_п}{h_п}\int\limits_0^{r=h_п} dr =$$

$$= 0,8 l_п = 0,8\cdot 5,2 = 4,15\quad см.$$

Проводимость рассеяния с торцевой поверхности полюса на ярмо

$$\Lambda_s'' = 0,8\frac{b_п}{h_п}\int\limits_0^{r=h_п} dr =$$

$$= 0,8 b_п = 0,8\cdot 2,16 = 1,73\ см.$$

Суммарная проводимость рассеяния полюса

$$\Lambda_s = 2\left(\Lambda_s' + \Lambda_s''\right) =$$

$$= 2\,(4,15 + 1,73) = 11,76\ см;$$

$$\lambda_s = \frac{\Lambda_s}{m_\lambda} = \frac{11,76}{52} = 0,226\ о/е.$$

Пользуясь уравнением

$$b = \frac{1-h}{1-ah},$$

где

$$a = \frac{2\sqrt{\gamma}-1}{\gamma} =$$

$$= \frac{2\sqrt{0,3}-1}{0,3} = 0,33,$$

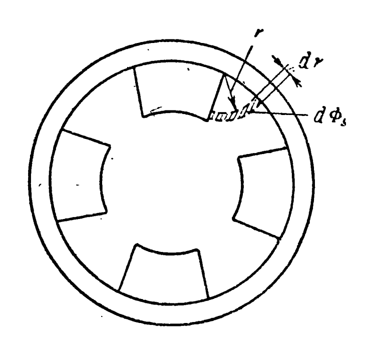


Рис. 3-20. Эскиз магнитной системы

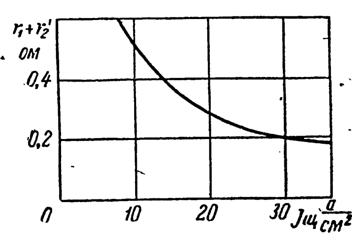


Рис. 3-21. Зависимость сопротивления щеточного контакта щеток марки МГС-7 от плотности тока под щетками

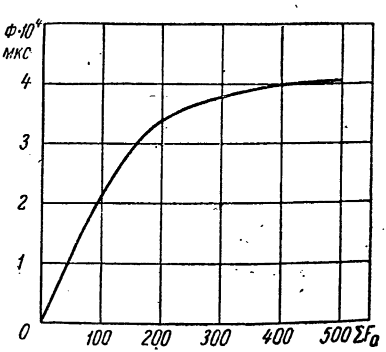


Рис. 3-22. Характеристика намагничивания

строим приведенную кривую размагничивания (рис. 3-23, кривая *1*). На этом же графике проводим под углом $\sigma = \operatorname{arc} \operatorname{tg} \lambda_s$ линию зависимости потока рассеяния от н. с. магнита (кривая *2*). Вычитая из ординат кривой *1* ординаты кривой *2*, получим кривую *3*, представляющую зависимость потока якоря от н. с. на концах магнита. На этот же график наносим характеристику намагничивания, пересчитанную в относительных единицах (табл. 3-3). Точка *A* пересечения кривых *3* и *4* определит поток холостого хода машины до стабилизации:

$$\Phi_a = b_{A1} m_\varphi = 0{,}75 \cdot 5 \cdot 10^4 = 3{,}75 \cdot 10^4 \ \text{мксв}.$$

Скорость двигателя до стабилизации

$$n = \frac{60aE10^8}{pN\Phi_a} = \frac{60 \cdot 1 \cdot 53{,}6 \cdot 10^8}{2 \cdot 540 \cdot 3{,}75 \cdot 10^4} = 7900 \ \text{об/мин},$$

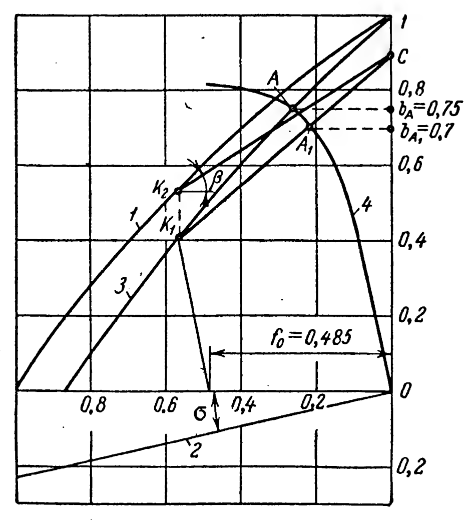


Рис. 3-23. Диаграмма состояния магнита

где

$$E = U - I_a r_я - 2\Delta u =$$

$$= 60 - 3{,}6 \cdot 1{,}22 - 2 = 53{,}6 \ в.$$

Находим суммарное сопротивление коммутируемой секции при стабилизации путем реверса. Плотность тока под щеткой при реверсе

$$j_{щ.\,р} = j_щ k_i = 6 \cdot 6 = 36 \ а/мм^2.$$

По кривой рис. 3-21 находим для $j_{щ.\,р} = 36$ $а/мм^2$:

$$r_1 + r_2 = 0{,}02 \ ом.$$

Суммарное сопротивление коммутируемой секции

$$\Sigma r = r_c + r_1 + r_2 =$$

$$= 0{,}108 + 0{,}02 = 0{,}128 \ ом.$$

Таблица 3-3

Характеристика намагничивания двигателя

Ф	*мкс*	6 750	20 250	33 750	40 500
F_δ	*а*	48	144	238	286
ΣF	*а*	32,8	89,3	190	488
φ	*о/е*	0,135	0,45	0,68	0,81
Σf_F	*о/е*	0,033	0,092	0,195	0,5

Коммутационная н. с. на один полюс при реверсе

$$F_{\text{к}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{b_{\text{к}} N^2 w_c \lambda' l_0 n k_l I_a}{2\pi a D 60 \Sigma r} = \frac{1,06 \cdot 540^2 \cdot 6 \cdot 3,95 \cdot 5 \cdot 7900 \cdot 8 \cdot 3,6 \cdot 10^{-8}}{2\pi \cdot 1 \cdot 3,73 \cdot 60 \cdot 0,128} = 226 \ a.$$

Поперечная н. с. на один полюс при реверсе

$$F_{aq} = \frac{1}{2} \cdot \frac{b_0}{2} k_i AS = \frac{1}{2} \cdot \frac{1,77}{2} \cdot 8,83 = 294 \ a.$$

Магнитное сопротивление полюса и воздушного зазора:

$$R_m = \frac{k_{ln}}{0,4\pi p} = \frac{0,12}{0,4\pi \cdot 3,5} = 0,027 \ 1/см;$$

$$R_\delta = \frac{k_\delta \delta}{0,4\pi b_0 l_0} = \frac{1,12 \cdot 0,035}{0,4\pi \cdot 1,77 \cdot 5} = 0,0035 \ 1/см.$$

Суммарная н. с. реакции якоря, действующая на один полюс при реверсе,

$$F_{am} = (F_{aq} + F_{\text{к}}) \frac{R_m}{R_m + R_\delta} = (226 + 294) \frac{0,027}{0,027 + 0,0035} = 470 \ a,$$

или

$$f_{am} = \frac{F_{am}}{m_F} = \frac{470}{970} = 0,485.$$

Определяем рабочую точку магнита после стабилизации двигателя путем реверса. Для этой цели на диаграмме рис. 3-28 смещаем кривую намагничивания *4* влево на величину $f_{am} = 0,485$. Находим точку K_1 пересечения смещенной кривой *4* с кривой *3* и соответствующую ей точку K_2 на кривой размагничивания *1*. Через точку K_2 проводим под углом β (arc tg 0,7) линию возврата K_2C. Проводим прямую CK_1 и находим точку A_1 пересечения с кривой намагничивания *4*. Ордината $b_{A1} = 0,7$ и есть в относительных единицах поток якоря после стабилизации:

$$\Phi_{a\,\text{ст}} = b_{A1} m_\varphi = 0,7 \cdot 5 \cdot 10^4 = 3,5 \cdot 10^4 \ мксв.$$

Проверяем величину скорости двигателя после стабилизации:

$$n_{\text{ст}} = \frac{60 a E 10^8}{p n \Phi_{a\,\text{ст}}} = \frac{60 \cdot 1 \cdot 53,6 \cdot 10^8}{2 \cdot 540 \cdot 3,5 \cdot 10^4} = 8500 \ об/мин.$$

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ С ВОЗБУЖДЕНИЕМ ОТ ПОСТОЯННЫХ МАГНИТОВ

4-1. Особенности работы и конструкции

Промышленное освоение производства высококоэрцитивных сплавов для постоянных магнитов позволило с успехом применять последние для возбуждения синхронных машин, которые при этом приобрели новые положительные качества. Отпала надобность в обмотках возбуждения и скользящем контакте для подвода тока к индуктору, что значительно упростило конструкцию машины. Про-

стота конструкции обусловила и повышенную надежность синхронной машины с магнитоэлектрическим возбуждением. Из-за отсутствия потерь на возбуждение к. п. д. таких машин возрос, а перегрев уменьшился по сравнению с машинами, имеющими электромагнитное возбуждение. В синхронных машинах с магнитоэлектрическим возбуждением отпала надобность в источнике постоянного тока для питания цепей возбуждения. При повышенных частотах и небольшой мощности применение магнитоэлектрического возбуждения позволило уменьшить габариты, вес и стоимость синхронных машин.

Синхронные машины с постоянными магнитами нашли довольно широкое применение в качестве автономно работающих генераторов повышенной частоты малой и средней мощности. Что же касается синхронных двигателей, то они пока не получили широкого распространения, несмотря на существенные преимущества перед асинхронными, реактивными и гистерезисными двигателями, имеющими значительно более низкий $\cos\varphi$ и к. п. д. Это объясняется худшими пусковыми свойствами синхронных двигателей с магнитоэлектрическим возбуждением, а также недостаточной изученностью этого вопроса.

Электромагнитные процессы в синхронных машинах с магнитоэлектрическим возбуждением принципиально имеют тот же характер, что и в обычных синхронных машинах. Отличие заключается лишь в иных последствиях, к которым приводит реакция якоря. Если в обычных синхронных машинах реакция якоря обратима, т. е. при снятии нагрузки магнитное поле полюсов восстанавливается полностью, то в магнитоэлектрических машинах реакция якоря при определенных условиях приводит к необратимому размагничиванию постоянных магнитов.

Наибольшее размагничивание магнитов вызывается продольной реакцией якоря в наиболее тяжелых режимах, например при внезапном коротком замыкании синхронного генератора. Размагничивание приводит к ухудшению использования магнитов, т. е. в конечном итоге вызывает увеличение габаритов, веса и стоимости машины. Для ослабления размагничивающего влияния реакции якоря принимают специальные меры, заключающиеся в особом конструктивном оформлении машины.

Если в обычных синхронных машинах стремятся уменьшить рассеяние между полюсами, выбирая коэффициент полюсной дуги не более 0,7—0,75, то в магнитоэлектрических машинах с полюсными наконечниками, наоборот, увеличивают рассеяние, доводя коэффициент полюсной дуги до 0,9—0,95. Хотя увеличенное рассеяние полюсов и приводит к снижению полезного потока магнитов при холостом ходе машины, зато машина делается более стойкой к необратимому размагничиванию реакцией якоря, что в конечном итоге повышает использование магнитов.

Для пояснения сказанного на рис. 4-1, *а* изображена картина магнитного поля реакции якоря, а на рис. 4-1, *б* — эквивалент-

ная схема магнитной цепи. Полный поток реакции якоря может быть представлен в виде суммы двух потоков: потока Φ_{am}, размагничивающего магнит, и потока рассеяния полюсов $\Phi_{a\sigma}$. Н. с. F_{am}, действующая непосредственно на магнит, отличается от н. с. реакции якоря F_{ad} на величину падения магнитного потенциала в зазоре, обладающем магнитным сопротивлением R_δ:

$$F_{am} = F_{ad} - R_\delta(\Phi_{a\sigma} + \Phi_{am}).$$

Из этого выражения видно, что чем больше поток рассеяния, тем меньше размагничивающая н. с. F_{am}, т. е. тем слабее размагничивается магнит реакцией якоря. Как будет показано ниже,

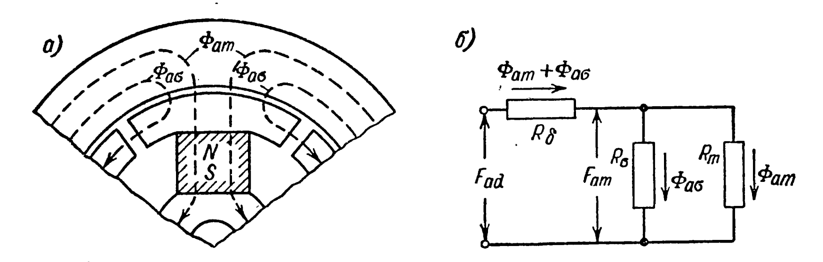


Рис. 4-1. Реакция якоря синхронной машины с постоянными магнитами: *а* — картина магнитного поля реакции якоря; *б* — эквивалентная схема магнитной цепи

существует и может быть определена оптимальная величина проводимости рассеяния полюсов, при которой эффект ослабления размагничивающего влияния реакции якоря достаточно велик, а уменьшение полезного потока из-за рассеяния полюсов еще незначительно.

Увеличенное рассеяние полюсов приводит к тому, что в правильно спроектированных синхронных машинах с полюсными наконечниками x_q получается больше x_d. Это объясняется тем, что продольный поток вынужден замыкаться по пути с большим магнитным сопротивлением, а магнитное сопротивление поперечному потоку при сильно развитых полюсных наконечниках сравнительно мало. Действительно, продольный поток (рис. 4-2, *а*) замыкается главным образом по путям рассеяния полюсов через воздушные зазоры между полюсными наконечниками, так как постоянный магнит обладает малой магнитной проницаемостью. Поперечный же поток (рис. 4-2, *б*) замыкается прямо по полюсным наконечникам, обладающим высокой магнитной проницаемостью и достаточно большим поперечным сечением.

Особенно большую опасность размагничивания магнитов представляет ударный ток короткого замыкания, который может в несколько раз превысить установившийся ток короткого замыкания. Размагничивающее действие ударного тока можно ослабить только

одним путем: созданием у внешней поверхности магнитов демпфирующих контуров, так как сам магнит очень слабо демпфирует н. с. ударного тока из-за большого удельного сопротивления (0,7—0,8 *ом·мм²/м*) и малой магнитной проницаемости. В случае применения массивных полюсных наконечников последние сами играют роль демпфера. При шихтованных наконечниках приходится

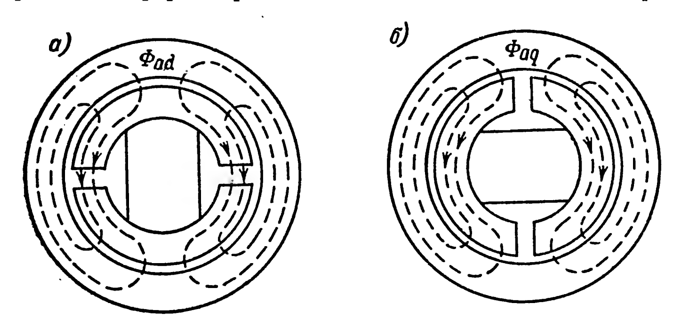


Рис. 4-2. Распределение потоков реакции якоря: *а* — продольная реакция якоря; *б* — поперечная реакция якоря

закладывать в них специальную демпферную обмотку. При отсутствии наконечников применяют заливку ротора алюминием или наносят на поверхность магнитов гальваническим путем слой меди.

Наиболее простая и самая распространенная конструкция ротора, применяемая в синхронных генераторах малой мощности,

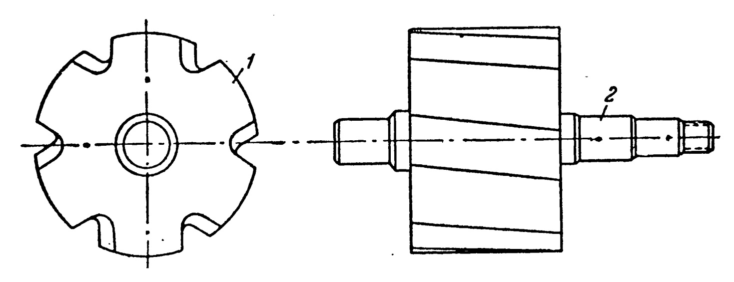


Рис. 4-3. Ротор типа «звездочка»
1 — шестиполюсный магнит; *2* — вал

это конструкция типа «звездочка» (рис. 4-3). Ротор типа «звездочка» прост в изготовлении и дает хорошее заполнение объема расточки статора материалом постоянного магнита. Недостатками этого типа ротора являются малая стойкость против размагничивания реакцией якоря и, особенно, ударными токами короткого замыкания, невысокая механическая прочность, ограничивающая окружную скорость ротора, плохая форма и нестабильность формы кривой э. д. с., пониженное значение удельной магнитной энергии вследствие трудности намагничивания из-за сложности формы.

Для увеличения стойкости магнита против размагничивания роторы типа «звездочка» приходится изготавливать из материалов с особо высокой коэрцитивной силой. Но так как такие материалы имеют обычно сравнительно малую остаточную индукцию, то индукция в воздушном зазоре получается невысокой (1000—3000 *гс*), что приводит к недоиспользованию статора.

Снижение влияния ударных токов короткого замыкания достигается в роторах типа «звездочка», как уже было указано, путем заливки его алюминием или покрытием поверхности полюса тонким слоем меди.

В синхронных генераторах средней мощности применяют ротор с когтеобразными полюсами, изображенный на рис. 4-4. Этот ротор

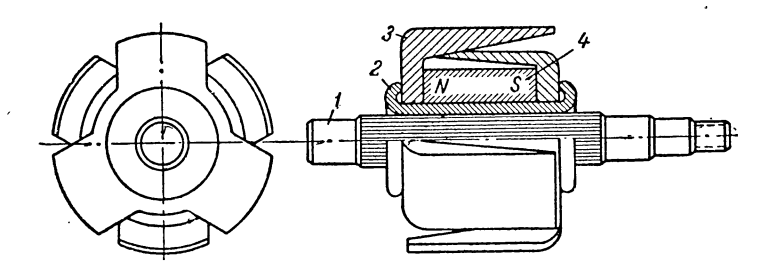


Рис. 4-4. Ротор с «когтеобразными» полюсами: *1* — вал; *2* — немагнитная втулка; *3* — полюс; *4* — цилиндрический магнит

состоит из цилиндрического магнита, намагниченного вдоль оси, и двух шайб из магнитомягкого материала с полюсными выступами в виде «когтей». Магнит и шайбы надеваются на немагнитную втулку таким образом, что шайбы оказываются прижатыми к торцам магнита, вследствие чего полюсные выступы первой шайбы приобретают одну полярность, а полюсные выступы второй — другую полярность. Так как полюсные выступы одной шайбы размещаются между полюсными выступами другой шайбы, то полярности полюсов ротора чередуются, и общее число полюсов ротора равно общему числу полюсных выступов обеих шайб. Если вал выполнен из немагнитной стали, то магнит и шайбы могут быть размещены непосредственно на валу, так как замыкание магнитного потока через вал в этом случае исключается.

Ротор с когтеобразными полюсами является типом ротора с полюсными наконечниками, которые придают ему следующие положительные свойства. Во-первых, наличие полюсных наконечников позволяет обеспечить оптимальное рассеяние полюсов, что предотвращает чрезмерное размагничивание магнита реакцией якоря. Во-вторых, ослабляется вредное действие ударных токов короткого замыкания благодаря демпфирующему действию массивных полюсных наконечников. В-третьих, простая форма магнита позволяет полнее использовать свойства магнитного материала, в част-

ности, облегчается термообработка в магнитном поле. Из-за простоты формы магнита механическая прочность ротора получается выше, и могут быть допущены большие окружные скорости. Наконец, благодаря полюсным наконечникам значительно улучшается форма кривой э. д. с.

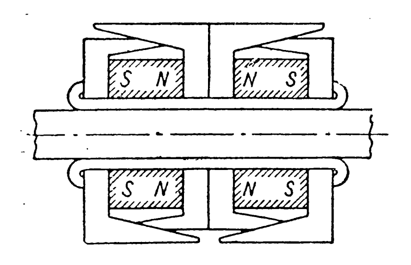


Рис. 4-5. Сдвоенный «когтеобразный» ротор

Указанные преимущества роторов с «когтеобразными» полюсами позволили повысить предельную мощность генераторов до нескольких десятков *ква* при повышенной частоте 500—1000 *гц*.

Одним из недостатков ротора с «когтеобразными» полюсами является необходимость увеличения радиальных размеров машины при малой ее длине. Это объясняется тем, что для создания достаточно большой индукции в воздушном зазоре необходимо иметь большое отношение диаметра d магнита к его длине l, так как для «когтеобразного» ротора справедливо равенство:

$$B_\delta = kB_m \frac{d}{l},$$

где B_δ и B_m — индукции в зазоре и в магните;

k — коэффициент, определяемый конструкцией ротора.

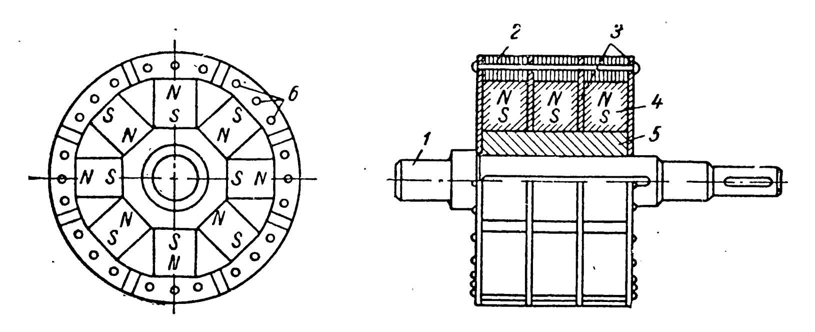


Рис. 4-6. Явнополюсный ротор с постоянными магнитами:

1 — вал; 2 — полюсный башмак; 3 — соединительные немагнитные шайбы; 4 — магнит; 5 — полюсное колесо; 6 — стержни демпферной клетки

Улучшение геометрии «когтеобразного» ротора возможно путем применения двойного ротора, предложенного А. Н. Ларионовым (рис. 4-5). Хотя в этом роторе каждая половина и имеет большое отношение d к l, однако весь ротор удлиняется, и его геометрия улучшается.

Другим недостатком «когтеобразного» ротора являются повышенные потери в массивных полюсных наконечниках, обусловлен-

ные зубцовыми пульсациями магнитного потока. Особенно сильно этот недостаток проявляется в машинах повышенной частоты, в результате чего снижается к. п. д. машины и затрудняется охлаждение ротора.

При значительной мощности магнитоэлектрических синхронных генераторов (от десятков до сотен *ква*) конструкция последних приближается к конструкции нормальных явнополюсных синхронных машин. Постоянные магниты в этом случае выполняются в виде прямоугольных параллелепипедов, радиально расположенных на полюсном колесе из мягкой стали (рис. 4-6). Полюсные наконечники делаются шихтованными для уменьшения пульсационных потерь и притягиваются к полюсному колесу с помощью шайб и винтов из немагнитной стали. Для демпфирования ударных токов в полюсных наконечниках предусматривают успокоительную обмотку. Конструкция такого ротора получается довольно сложной, но зато она обеспечивает высокие показатели генератора, выступающие на первый план при большой мощности.

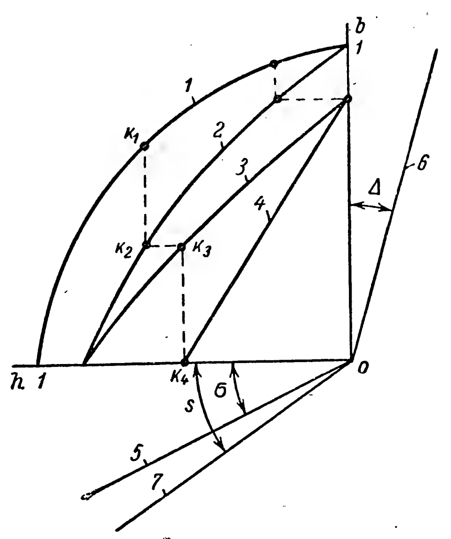


Рис. 4-7. Диаграмма состояния постоянного магнита

4-2. Расчет характеристик синхронного генератора

Рабочие характеристики синхронного генератора, позволяющие судить о его поведении в эксплуатации, могут быть, как известно, построены с помощью векторных диаграмм. Однако для построения последних необходимо знать величину э. д. с. холостого хода E_0 и величины индуктивных сопротивлений обмоток x_d, x_q и x_s. Советскими учеными, в частности Т. Г. Сорокером, разработана методика определения этих величин для синхронных генераторов с магнитоэлектрическим возбуждением [Л. 4-1].

При выводе основных зависимостей для определения величины E_0, x_d, x_q и x_s предполагается, что известны все конструктивные параметры машины: размеры, числа витков обмоток, скорость вращения и т. п. Кроме того, должна быть известна кривая размагничивания постоянных магнитов, а также коэффициент возврата. Предполагается также, что магнитная цепь машины не насыщена.

Для определения параметров синхронного генератора строится в относительных единицах приведенная кривая размагничивания

(рис. 4-7, кривая *1*). Она представляет в определенном масштабе зависимость потока Φ_m в теле магнита от размагничивающей н. с. F_m, так как

$$\Phi_m = B_m S_m = \frac{B_m}{B_r} B_r S_m = b m_\varphi \, [\text{мксв}], \qquad (4\text{-}1)$$

а

$$F_m = \frac{H_m L_m}{0{,}4\pi} = \frac{H_m}{H_c} \frac{H_c L_m}{0{,}4\pi} = h m_F \, [a], \qquad (4\text{-}2)$$

где $b = \frac{B_m}{B_r}$ и $h = \frac{H_m}{H_c}$ — индукция и напряженность поля, *о/е*;

S_m и L_m — сечение и длина магнита на один полюс, *см*² и *см*;

$m_\varphi = B_\tau S_m$ и $m_F = \frac{H_c L_m}{0{,}4\pi}$ — масштабы потока и н. с., $\frac{\text{мксв}}{o/e}$, $\frac{a}{o/e}$.

Полезный поток полюса машины Φ_a, проходящий через воздушный зазор в якорь, отличается от потока в теле магнита на величину потока рассеяния полюса Φ_σ:

$$\Phi_a = \Phi_m - \Phi_\sigma. \qquad (4\text{-}3)$$

Поток рассеяния полюса вызывается н. с. F_m, которая действует на концах полюса, т. е.

$$\Phi_\sigma = F_m \Lambda_\sigma, \qquad (4\text{-}4)$$

где Λ_σ — проводимость рассеяния полюса в *см*, приведенная к концам полюса.

Зависимость потока Φ_σ от н. с. F_m линейна и может быть представлена на диаграмме состояния прямой линией (см. рис. 4-7, кривая *5*), проведенной под углом σ к оси абсцисс. Этот угол определяется из выражения:

$$\operatorname{tg} \sigma = \frac{\frac{\Phi_\sigma}{m_\varphi}}{\frac{F_m}{m_F}} = \frac{\Phi_\delta m_F}{m_\varphi F_m} = \frac{m_F}{m_\varphi} \Lambda_\sigma. \qquad (4\text{-}5)$$

Кривая *2* зависимости полезного потока Φ_a от н. с. F_m может быть построена путем вычитания ординат прямой *5* (рис. 4-7) из ординат кривой *1* в соответствии с уравнением (4-3).

Полная размагничивающая н. с. F_m может быть представлена в виде суммы:

$$F_m = F_{ad} + F_\delta, \qquad (4\text{-}6)$$

где F_{ad} — продольная размагничивающая н. с. реакции якоря на один полюс;

F_δ — н. с., необходимая для проведения потока через воздушный зазор.

Зависимость н. с. зазора от потока якоря в ненасыщенной машине имеет вид:

$$F_\delta = \frac{\Phi_a \delta}{0{,}4\pi l \tau \alpha}, \qquad (4\text{-}7)$$

где δ — приведенный зазор, *см*;
l — активная длина якоря, *см*;
τ — полюсное деление, *см*;
α — коэффициент полюсной дуги.

На рис. 4-7 зависимость (4-7) изображена в виде прямой линии *6*, проведенной под углом Δ к оси ординат, где

$$\operatorname{tg}\Delta = \frac{\dfrac{F_\delta}{m_F}}{\dfrac{\Phi_a}{m_\varphi}} = \frac{m_\varphi}{m_F}\frac{\Phi_a \delta}{0{,}4\pi l \tau \alpha \Phi_a} = \frac{m_\varphi}{m_F}\frac{\delta}{0{,}4\pi l \tau \alpha}. \qquad (4\text{-}8)$$

Зависимость потока Φ_a от н. с. F_{ad} может быть получена графически (кривая *3* на рис. 4-7) путем вычитания абсцисс прямой *6* из абсцисс кривой *2* в соответствии с уравнением (4-6).

В некотором масштабе кривая *3* представляет собой зависимость продольной э. д. с. E_d от продольного тока I_d, так как

$$E_d = 4{,}44 w k_w \frac{\Phi_a}{k_ф} 10^{-8} = b \cdot 4{,}44 f w k_w \frac{m_\varphi}{k_ф} 10^{-8} = b m_e; \qquad (4\text{-}9)$$

$$I_d = \frac{F_{ad}}{1{,}35 k_d k_w \dfrac{w}{p}} = h \frac{m_F p}{1{,}35 k_d k_w w} = h m_i, \qquad (4\text{-}10)$$

здесь f — частота, *гц*;
w — число витков фазы статора;
k_w — обмоточный коэффициент;
$k_ф$ — коэффициент формы поля, равный отношению всего потока Φ_a к основной волне этого потока;
k_d — коэффициент продольной реакции якоря, равный отношению основной волны потока якоря к основной волне потока возбуждения при одинаковых максимальных индукциях;
p — число пар полюсов.

Масштабные коэффициенты в уравнениях (4-9) и (4-10) будут соответственно:

$$m_e = 4{,}44 f w k_w \frac{m_\varphi}{k_ф} 10^{-8} \left[\frac{b}{o/e}\right]; \qquad (4\text{-}11)$$

$$m_i = \frac{m_F p}{1{,}35 k_d k_w w} \left[\frac{a}{o/e}\right]. \qquad (4\text{-}12)$$

Выведенные формулы справедливы в полной мере лишь для трехфазной машины. В однофазных машинах в формулы (4-10) и (4-12) необходимо вместо коэффициента 1,35 в знаменателе подставить либо 0,9 в случае полного отсутствия демпфирования обратного поля реакции якоря, либо 0,45 при полном демпфировании обратного поля.

Напряжение на зажимах генератора при индуктивной нагрузке равно:

$$U_d = E_d - I_d x_s, \tag{4-13}$$

где x_s — индуктивное сопротивление рассеяния.

Падение напряжения $I_d x_s$ изобразится на диаграмме прямой, проведенной под углом s к оси абсцисс. При этом

$$\operatorname{tg} s = \frac{\dfrac{I_d x_s}{m_e}}{\dfrac{I_d}{m_i}} = \frac{m_i}{m_e} x_s = \frac{k_\Phi}{k_d k_w^2 q} \frac{L_m}{S_m} l_a \frac{H_c}{B_r} \frac{\Sigma\lambda}{0{,}6}, \tag{4-14}$$

где сопротивление x_s выражается по известной формуле:

$$x_s = \frac{4\pi f w^2 l_a \Sigma\lambda}{pq 10^8} \; [\textit{ом}],$$

здесь $\Sigma\lambda$ — суммарная удельная проводимость рассеяния обмотки якоря.

Зависимость $U_d = f(I_d)$ может быть построена (кривая *4*, рис. 4-7) путем вычитания ординат прямой *7* из ординат кривой *3*.

Точка k_4 пересечения кривой *4* с осью абсцисс соответствует режиму короткого замыкания, так как при этом $U_d = 0$. Соответствующая этому режиму точка k_3 на кривой *3* определяет э. д. с. машины E_d, точка k_2 — поток якоря Φ_a, а точка k_1 на основной кривой размагничивания характеризует состояние магнитов при коротком замыкании генератора. Таким образом, магниты генератора размагничиваются током короткого замыкания до точки k_1, а приведенные выше построения позволяют определить степень максимального размагничивания постоянных магнитов.

После однократного короткого замыкания генератора магнитные свойства постоянного магнита, а следовательно, и характеристики, приведенные на рис. 4-7, не восстанавливаются. Магнитные свойства постоянного магнита выше точки k_1 после короткого замыкания будут характеризоваться линией возврата, отходящей от основной кривой размагничивания в точке k_1 под углом β (рис. 4-8), где

$$\operatorname{tg}\beta = \frac{\rho}{\mu_r}. \tag{4-15}$$

Поэтому для получения характеристик генератора, подвергнутого размагничиванию путем короткого замыкания, необходимо повторить построения, произведенные на рис. 4-7, но теперь уже

пользуясь выше точки k_1 не кривой размагничивания, а линией возврата. На рис. 4-8 изображены характеристики, построенные указанным способом. Как видно из рисунка, характеристики получаются линейными, что обусловлено прямолинейностью линии возврата.

Из диаграммы на рис. 4-8 можно определить все параметры синхронного генератора, необходимые для исследования его работы и построения рабочих характеристик. Так, для режима холостого хода получаем:

э. д. с. холостого хода

$$E_0 = b_{a_3} m_e \, [в]; \qquad (4\text{-}16)$$

поток якоря при холостом ходе

$$\Phi_{a0} = b_{a_3} m_\varphi \, [мксв]; \qquad (4\text{-}17)$$

индукция в теле магнита

$$B_{m0} = b_{a_1} B_r \, [гс]. \qquad (4\text{-}18)$$

Для режима короткого замыкания соответственно имеем:

ток короткого замыкания

$$I_к = h_{k_4} m_i \, [a]; \qquad (4\text{-}19)$$

поток якоря при коротком замыкании

$$\Phi_{aк} = b_{k_3} m_\varphi \, [мксв]; \qquad (4\text{-}20)$$

индукция в теле магнита

$$B_{mк} = b_{k_4} B_r \, [гс]. \qquad (4\text{-}21)$$

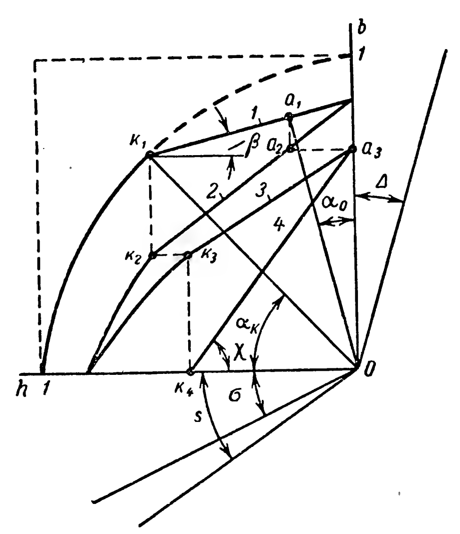


Рис. 4-8. Диаграмма состояния постоянного магнита, стабилизированного током короткого замыкания генератора

Индуктивные сопротивления машины определятся следующим образом:

$$x_d = \frac{E_0}{I_к} = \frac{m_e}{m_i} \operatorname{tg} \chi \, [ом]; \qquad (4\text{-}22)$$

$$x_q = \frac{m_e}{m_i} \frac{k_q}{\operatorname{tg} \Delta} \, [ом]; \qquad (4\text{-}23)$$

$$x_s = \frac{m_e}{m_i} \operatorname{tg} s \, [ом], \qquad (4\text{-}24)$$

где χ — угол наклона линии 4 к оси абсцисс;

k_q — коэффициент поперечной реакции якоря.

При проектировании генераторов с постоянными магнитами приходится, как обычно, рассчитывать несколько вариантов для получения оптимальных характеристик. Поэтому описанный выше метод графического построения характеристик неудобен для практического использования. Анализ зависимостей на диаграмме рис. 4-8

показывает, что параметры генератора поддаются непосредственному расчету без утомительного построения многочисленных кривых на рис. 4-7 и рис. 4-8.

Исходными данными для расчета являются углы σ, δ, s и β, а также кривая размагничивания машины. Предварительно определяются углы α_0 и $\alpha_к$ наклона линий Oa_1 и Ok_1:

$$\operatorname{tg}\alpha_0 = \frac{h_{a_1}}{b_{a_1}} = \frac{h_{a_1}}{b_{a_3} + h_{a_1}\operatorname{tg}\sigma} = \frac{b_{a_3}\operatorname{tg}\Delta}{b_{a_3} + b_{a_3}\operatorname{tg}\Delta\operatorname{tg}\sigma} = \frac{\operatorname{tg}\Delta}{1+\operatorname{tg}\Delta\operatorname{tg}\sigma}; \tag{4-25}$$

$$\operatorname{tg}\alpha_к = \frac{b_{k_1}}{h_{k_1}} = \frac{h_{k_1}\operatorname{tg}\sigma + h_{k_4}\operatorname{tg}s}{h_{k_1}} = \frac{(h_{k_4} + h_{k_4}\operatorname{tg}s\operatorname{tg}\Delta)\operatorname{tg}\sigma + h_{k_4}\operatorname{tg}s}{h_{k_4} + h_{k_4}\operatorname{tg}s\operatorname{tg}\Delta} =$$

$$= \operatorname{tg}\sigma + \frac{\operatorname{tg}s}{1+\operatorname{tg}s\operatorname{tg}\Delta}. \tag{4-26}$$

Абсцисса точки k_1 может быть аналитически определена как точка пересечения прямой Ok_1, уравнение которой

$$b = h\operatorname{tg}\alpha_к, \tag{4-27}$$

с кривой размагничивания, характеризуемой уравнением

$$b = \frac{1-h}{1-ah}, \tag{4-28}$$

здесь b и h — текущие координаты, *о/е*.

Для точки k_1 пересечения указанных линий справедливо равенство:

$$h_{k_1}\operatorname{tg}\alpha_к = \frac{1-h_{k_1}}{1-ah_{k_1}}, \tag{4-29}$$

где h_{k_1} — абсцисса точки k_1.

Решив уравнение (4-29), получим:

$$h_{k_1} = \frac{1+\operatorname{tg}\alpha_к - \sqrt{(1+\operatorname{tg}\alpha_к)^2 - 4a\operatorname{tg}\alpha_к}}{2a\operatorname{tg}\alpha_к}. \tag{4-30}$$

Абсцисса точки k_4 определится следующим образом:

$$h_{k_4} = h_{k_1} - b_{k_3}\operatorname{tg}\Delta = h_{k_1} - h_{k_4}\operatorname{tg}s\operatorname{tg}\Delta,$$

откуда

$$h_{k_4} = \frac{h_{к_1}}{1+\operatorname{tg}s\operatorname{tg}\Delta}. \tag{4-31}$$

Окончательно ток короткого замыкания будет равен:

$$I_k = h_{k_4}m_i = \frac{1+\operatorname{tg}\alpha_к - \sqrt{(1+\operatorname{tg}\alpha_к)^2 - 4a\operatorname{tg}\alpha_к}}{2a\operatorname{tg}\alpha_к(1+\operatorname{tg}s\operatorname{tg}\Delta)}m_i. \tag{4-32}$$

Таким же методом можно получить выражение для ординаты точки a_1, определяющей режим холостого хода. В этом случае на-

ходится координата точки пересечения прямой Oa_1 и линии возврата, уравнения которых соответственно будут:

$$h = b\,\mathrm{tg}\,\alpha_0; \tag{4-33}$$

$$h = \frac{h_{k_1}(\mathrm{tg}\,\beta + \mathrm{tg}\,\alpha_\text{к}) - b}{\mathrm{tg}\,\beta}. \tag{4-34}$$

Решив эти уравнения совместно, получим:

$$b_{a_1} = \frac{h_{k_1}(\mathrm{tg}\,\beta + \mathrm{tg}\,\alpha_\text{к})}{1 + \mathrm{tg}\,\alpha_0\,\mathrm{tg}\,\beta}. \tag{4-35}$$

Ордината точки a_3, определяющей э. д. с. холостого хода, будет равна:

$$b_{a_3} = b_{a_1} - h_{a_1}\,\mathrm{tg}\,\sigma = b_{a_1} - b_{a_3}\,\mathrm{tg}\,\Delta\,\mathrm{tg}\,\sigma,$$

или

$$b_{a_3} = \frac{b_{a_1}}{1 + \mathrm{tg}\,\Delta\,\mathrm{tg}\,\sigma}. \tag{4-36}$$

Э. д. с. холостого хода E_0 определится из выражения:

$$E_0 = b_{a_3} m_e = h_{k_1} m_e \frac{\mathrm{tg}\,\beta + \mathrm{tg}\,\alpha_\text{К}}{(1 + \mathrm{tg}\,\alpha_0\,\mathrm{tg}\,\beta)(1 + \mathrm{tg}\,\Delta\,\mathrm{tg}\,\sigma)}, \tag{4-37}$$

где h_{k_1} находится из формулы (4-30).

Продольное индуктивное сопротивление также может быть выражено непосредственно через известные углы:

$$\mathrm{tg}\,\chi = \frac{b_{a_3}}{h_{k_1}} = \frac{(\mathrm{tg}\,\beta + \mathrm{tg}\,\alpha_\text{К})(1 + \mathrm{tg}\,s\,\mathrm{tg}\,\Delta)}{(1 + \mathrm{tg}\,\alpha_0\,\mathrm{tg}\,\beta)(1 + \mathrm{tg}\,\Delta\,\mathrm{tg}\,\sigma)}; \tag{4-38}$$

$$x_d = \frac{m_e}{m_l}\,\mathrm{tg}\,\chi. \tag{4-39}$$

4-3. Мощность синхронного генератора с магнитоэлектрическим возбуждением

Для мощности синхронного генератора известно следующее выражение:

$$P = mUI\,[\textit{ва}]; \tag{4-40}$$

где m — число фаз;
U — напряжение на зажимах генератора;
I — ток нагрузки.

Из векторной диаграммы для неявнополюсной машины при $R = 0$ (рис. 4-9) следует, что:

$$E_0^2 = (U\cos\varphi)^2 + (Ix_c + U\sin\varphi)^2$$

и

$$I = \frac{\sqrt{E_0^2 - (U\cos\varphi)^2} - U\sin\varphi}{x_c}. \tag{4-41}$$

Подставив (4-41) в (4-40), а затем умножив и разделив правую часть равенства на E_0, получим:

$$P = mE_0 \frac{E_0}{x_c} \left[\sqrt{1 - \left(\frac{U}{E_0} \cos \varphi\right)^2} - \frac{U}{E_0} \sin \varphi \right] \frac{U}{E_0},$$

или

$$P = mE_0 I_к \left[\sqrt{1 - (u \cos \varphi)^2} - u \sin \varphi \right] u = mE_0 I_к k_u, \quad (4\text{-}42)$$

где $u = \frac{U}{E_0}$ — относительное напряжение при нагрузке;

$I_к = \frac{E_0}{x_c}$ — ток короткого замыкания;

$$k_u = \left[\sqrt{1 - (u \cos \varphi)^2} - u \sin \varphi \right] u. \quad (4\text{-}43)$$

Коэффициент k_u определяется величиной коэффициента мощности и величиной относительного напряжения u, т. е. жесткостью внешней характеристики генератора. Что же касается произведения $E_0 I_к$, то его величина полностью зависит от параметров постоянного магнита. Так как ордината точки a_3 и абсцисса точки k_4 равны в соответствующем масштабе э. д. с. E_0 и току $I_к$, то

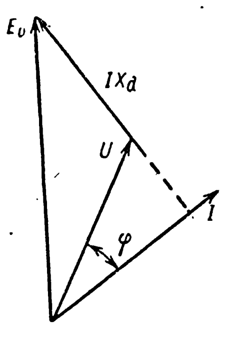


Рис. 4-9. Векторная диаграмма неявнополюсной машины.

$$E_0 I_к = b_{a_3} m_e h_{k_4} m_i = S m_e m_i, \quad (4\text{-}44)$$

где $S = b_{a_3} h_{k_4}$ — удвоенная площадь треугольника ok_4a_3 в o/e.

За единицу площади принята площадь квадрата (пунктир на рис. 4-8) со сторонами, равными 1.

Подставив в выражение (4-42) формулы (4-43), (4-44) и учтя выражения (4-11) и (4-12) для масштабных коэффициентов m_e и m_i, получим для мощности генератора окончательно следующее выражение:

$$P = \frac{1{,}31 \cdot 10^{-8}}{k_ф k_d} m (B_r H_c)(S_m L_m 2p) f k_u S \ [ва]. \quad (4\text{-}45)$$

Из выражения (4-45) видно, что мощность генератора при заданной жесткости внешней характеристики, определяемой величиной коэффициента k_u, зависит от следующих факторов.

Во-первых, мощность пропорциональна произведению $B_r H_c$, т. е. при данном коэффициенте формы кривой размагничивания мощность генератора зависит от максимальной удельной магнитной энергии материала постоянных магнитов.

Во-вторых, мощность генератора определяется объемом постоянных магнитов $V_m = S_m L_m 2p$. Так как постоянные магниты в обычных конструкциях синхронных генераторов помещаются в рас-

точке статора, то объем постоянных магнитов определяет объем расточки статора и, следовательно, определяет габариты всей машины. Поэтому формула (4-45), устанавливающая зависимость мощности машины от объема постоянных магнитов, положена в основу расчета синхронных машин с магнитоэлектрическим возбуждением и служит для определения объема магнита при заданной мощности генератора.

В-третьих, мощность пропорциональна частоте f и не зависит от скорости вращения. Отсюда следует, что применение магнитоэлектрического возбуждения особенно целесообразно для генераторов повышенной частоты.

Несколько необычным является вывод, что мощность не зависит от скорости вращения, т. е. что при одинаковых частоте и габаритах тихоходная и быстроходная машины будут развивать равную мощность. Такой вывод объясняется тем, что формула (4-45) получена без учета тех электромагнитных нагрузок статора, которые при этом получаются. Действительно, чем меньше скорость машины, тем больше должно быть полюсов для того, чтобы обеспечить заданную частоту. А это значит, что при данном объеме магнитов соответственно уменьшается поток через один полюс. Следовательно, для сохранения величины э. д. с. необходимо увеличивать пропорционально числу полюсов число витков фазы. При неизменном токе и диаметре якоря увеличение числа витков означает увеличение линейной нагрузки. Поэтому тихоходная машина сможет развить такую же мощность, что и быстроходная, только ценой увеличения линейной нагрузки, т. е. за счет большего перегрева статора. Это обстоятельство необходимо учитывать при выборе скорости проектируемого генератора, проверяя при расчете машины величину получающейся линейной нагрузки.

Наконец, из выражения (4-45) следует, что мощность генератора при прочих равных условиях зависит от коэффициента S. Этот коэффициент определяется положением точек k_4 и a_3, а последние связаны с точками k_1 и a_1 на диаграмме магнита. При проектировании генератора необходимо добиваться такого положения точек k_1 и a_1, чтобы коэффициент S был максимальным.

Для выяснения условий получения максимальной величины коэффициента S выразим последний аналитически через углы $\alpha_к$ и α_0, которые определяют полностью и однозначно положение точек k_1 и a_1 на заданной кривой размагничивания. Коэффициент S равен:

$$S = h_{k_4} b_{a_3}. \tag{4-46}$$

Учтя формулы (4-30), (4-31), (4-35) и (4-36), получим:

$$S = \left[\frac{1 + \operatorname{tg}\alpha_к - \sqrt{(1 + \operatorname{tg}\alpha_к)^2 - 4a\operatorname{tg}\alpha_к}}{2a\operatorname{tg}\alpha_к}\right]^2 \frac{\operatorname{tg}\beta + \operatorname{tg}\alpha_к}{1 + \operatorname{tg}\alpha_0\operatorname{tg}\beta} \times$$
$$\times \frac{1}{(1 + \operatorname{tg}s\operatorname{tg}\Delta)(1 + \operatorname{tg}\sigma\operatorname{tg}\Delta)}. \tag{4-47}$$

С другой стороны, из формул (4-25) и (4-26) следует:

$$\frac{1}{(1+\operatorname{tg} s \operatorname{tg} \Delta)(1+\operatorname{tg} \sigma \operatorname{tg} \Delta)} = 1 - \operatorname{tg}\alpha_к \operatorname{tg}\alpha_0.$$

Подставив это соотношение в формулу (4-47), получим окончательно для S следующее выражение:

$$S = \left[\frac{1+\operatorname{tg}\alpha_к - \sqrt{(1+\operatorname{tg}\alpha_к)^2 - 4a \operatorname{tg}\alpha_к}}{2a \operatorname{tg}\alpha_к}\right]^2 \frac{(\operatorname{tg}\beta + \operatorname{tg}\alpha_к)(1-\operatorname{tg}\alpha_к \operatorname{tg}\alpha_0)}{1+\operatorname{tg}\alpha_0 \operatorname{tg}\beta}. \quad (4\text{-}48)$$

Анализ выражения (4-48) показывает, что чем меньше угол α_0, тем больше S, т. е. тем лучше использование магнита. Так как $\operatorname{tg}\alpha_0$ в основном определяется углом Δ [см. формулу (4-25)], который в свою очередь зависит от величины воздушного зазора δ [см. формулу (4-8)], то зазор в машине с постоянными магнитами следует выбирать минимальным, так же, как в асинхронных двигателях. Этим синхронная машина с постоянными магнитами резко отличается от обычной синхронной машины. При проектировании машины предварительно можно принять $\operatorname{tg}\alpha_0 = 0{,}15 \div 0{,}25$, так как в выполненных машинах он лежит в этих пределах.

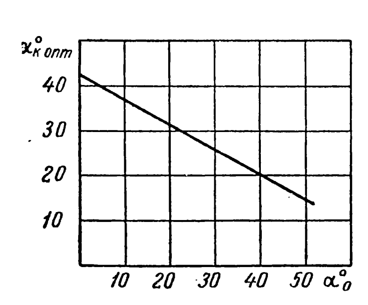


Рис. 4-10. Кривая оптимальных значений угла $\alpha_к$

Что касается угла $\alpha_к$, то каждому значению α_0 при заданном $\operatorname{tg}\beta$ соответствует оптимальное значение $\alpha_к$, при котором величина S максимальна. На рис. 4-10 представлена кривая оптимальных значений $\alpha_к$, вычисленных по формуле (4-48) для материала АНКО$_4$, имеющего $\operatorname{tg}\beta = 0{,}22$.

Угол $\alpha_к$ в основном определяется углами σ и S, которые, в свою очередь, зависят от проводимости рассеяния полюсных наконечников и проводимости на пути потока рассеяния обмотки якоря. Эти величины можно изменять в некоторых пределах при проектировании машины, добиваясь получения оптимального значения $\alpha_к$. Опыт показывает, что для получения оптимального $\alpha_к$ приходится значительно увеличивать рассеяние полюсов и обмотки якоря по сравнению с обычными синхронными машинами, о чем уже упоминалось выше.

4-2. Регулирование напряжения синхронных генераторов с магнитоэлектрическим возбуждением

Из-за отсутствия в синхронных машинах с постоянными магнитами обмотки возбуждения, применение в них обычных регуляторов напряжения невозможно. Поэтому стабилизация напряжения

таких генераторов представляет значительные трудности и является проблемой, до настоящего времени не нашедшей удовлетворительного решения.

Стабилизация напряжения синхронных генераторов с постоянными магнитами производится:

а) повышением жесткости внешней характеристики;

б) изменением сопротивления магнитопровода;

в) компенсацией полного реактивного сопротивления генератора с помощью конденсаторов;

г) введением в генератор реактивного тока.

Рассмотрим эти способы регулирования напряжения более подробно.

Повышение жесткости внешней характеристики является наиболее простым способом, не требующим никаких дополнительных приспособлений. Этот способ сводится к выполнению синхронных генераторов с заданной жесткостью внешней характеристики, определяемой величиной относительного напряжения u. Однако применение этого способа связано с увеличением габаритов генератора. Из формулы (4-45) следует, что объем магнитов при прочих равных условиях обратно пропорционален величине коэффициента k_u, определяющего жесткость внешней характеристики. Так, например, при $\cos\varphi = 0{,}7$ для повышения величины относительного напряжения u от 0,8 до 0,95 необходимо увеличить объем магнита, а следовательно, и всей машины в 2,5 раза. Этот способ стабилизации напряжения находит применение лишь в машинах малой мощности, где главную роль играет простота конструкции, и когда не требуется высокая точность стабилизации напряжения.

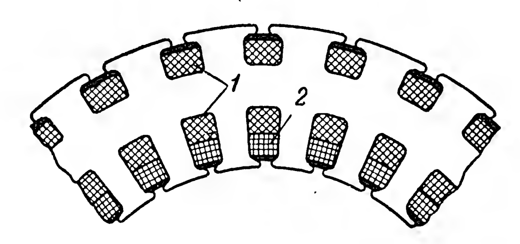


Рис. 4-11. Схема расположения обмотки, подмагничивающей статор синхронного генератора:

1 — подмагничивающая обмотка; *2* — обмотка якоря

Большую точность можно получить, изменяя магнитное сопротивление магнитопровода путем подмагничивания спинки якоря. Подмагничивающая обмотка постоянного тока располагается на статоре, охватывая спинку якоря по наружной поверхности якоря и по дну пазов (рис. 4-11). Н. с. этой обмотки создает в спинке якоря дополнительный поток, который насыщает спинку, увеличивая тем самым магнитное сопротивление цепи.

При нагрузке машины н. с. подмагничивающей обмотки должна быть минимальной, так как напряжение генератора и без этого снижается под влиянием размагничивания реакцией якоря. Наоборот, при холостом ходе напряжение генератора должно быть снижено до величины номинального напряжения под нагрузкой, что дости-

гается соответствующим подмагничиванием спинки статора. Необходимая величина тока подмагничивания устанавливается автоматически каким-либо регулятором напряжения (например, угольным), чувствительный элемент которого реагирует на отклонение напряжения от заданного уровня. Такой принцип регулирования может обеспечить весьма большую точность, так как последняя не зависит от параметров генератора, а определяется только чувствительностью регулятора.

Другим достоинством этого способа регулирования является то, что в отличие от обычной системы регулирования напряжения синхронных машин с электромагнитным возбуждением указанная система регулирования потребляет минимальную мощность при на-

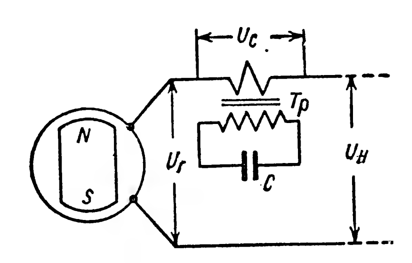


Рис. 4-12. Схема последовательного включения стабилизирующих конденсаторов

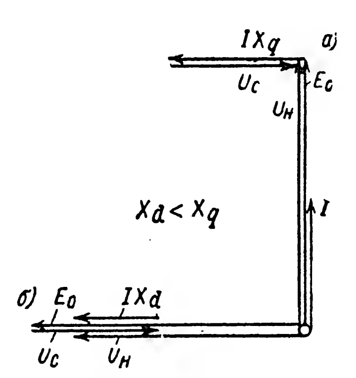


Рис. 4-13. Векторная диаграмма генератора: *а* — активная нагрузка; *б* — реактивная нагрузка

грузке машины и максимальную при холостом ходе. Это обстоятельство особенно благоприятно для машин малой мощности, у которых мощность, потребляемая регулирующей обмоткой, относительно велика.

Недостатками указанного способа регулирования напряжения являются:

1) Крайне низкое использование паза генератора, так как до 50—70% его объема занимает обмотка подмагничивания. Это приводит к увеличению габаритов и веса генератора на 25—30% и более.

2) Технологическая сложность намотки подмагничивающей обмотки.

3) Снижение эффективности регулирования, возрастание требуемой н. с. подмагничивающей обмотки, мощности регулирования и веса генератора при увеличении числа полюсов и уменьшении длины спинки якоря.

Другим способом стабилизации напряжения генераторов является включение конденсаторов последовательно в цепь нагрузки. Для уменьшения величины емкости конденсаторов последние включаются через повышающие трансформаторы тока (рис. 4-12). Ра-

бота схемы основана на том, что падение напряжения на индуктивных сопротивлениях обмотки генератора компенсируется обратным по знаку падением напряжения на конденсаторах. Емкость конденсаторов выбирается из условия $x_с = x_г$.

Однако полной компенсации падения напряжения во всех режимах включением конденсаторов добиться не удается. Это объясняется следующим.

Во-первых, нескомпенсированным остается падение напряжения на активном сопротивлении обмоток, которое в машинах малой мощности может составить несколько процентов номинального напряжения.

Во-вторых, индуктивное сопротивление генератора при изменении нагрузки не остается постоянным из-за меняющихся условий насыщения.

В-третьих, величина индуктивного сопротивления генератора с явно выраженными полюсами зависит от $\cos\varphi$ нагрузки. При активном токе ($\psi = 0$) $x_г = x_q$, а при индуктивном токе ($\psi = 90$) $x_г = x_d$. Поэтому, если емкость конденсаторов такова, что $x_с = x_q$, то полная компенсация, даже при пренебрежении насыщением и активным сопротивлением, будет иметь место лишь при активном токе, а при индуктивном будет недокомпенсация (см. векторные диаграммы на рис. 4-13).

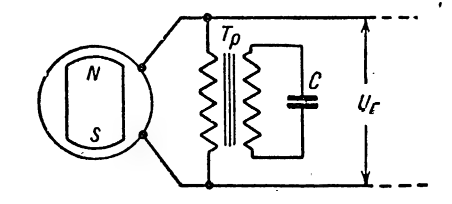


Рис. 4-14. Схема включения феррорезонансного стабилизатора

Следовательно, этот способ стабилизации напряжения не обеспечивает высокую точность. Практически удается поддерживать напряжение с точностью не выше 3—5%.

Недостатком этого способа является также значительный вес и габариты регулирующего устройства. Габаритная мощность конденсаторов и трансформаторов соизмерима с мощностью генератора. Габариты трансформаторов особенно увеличиваются еще из-за того, что их приходится выполнять ненасыщенными. В противном случае при коротких замыканиях или других резких повышениях тока индуктивность трансформатора будет изменяться в широких пределах, и в контуре трансформатора могут иметь место случаи резонанса, что приведет к нарушению процесса стабилизации.

Метод стабилизации напряжения путем введения в генератор реактивного тока основан на том явлении, что реактивный ток в зависимости от его знака размагничивает или подмагничивает генератор, вызывая соответствующие изменения напряжения. Для стабилизации напряжения этим способом применяют феррорезонансный стабилизатор, схема включения которого изображена на рис. 4-14. Феррорезонансный стабилизатор состоит из насыщенного трансформатора, первичная обмотка которого подключена

к зажимам генератора параллельно нагрузке. Во вторичную цепь трансформатора включены конденсаторы. Ток, потребляемый стабилизатором от генератора, является суммой двух токов: тока подмагничивания трансформатора I_L, который в первом приближении можно считать чисто индуктивным, и емкостного тока конденсаторов I_c. Так как эти токи находятся в противофазе, то результирующий ток стабилизатора будет равен

$$I_{ст} = I_L - I_c. \tag{4-49}$$

Вольтамперные характеристики трансформатора и конденсаторов изображены на рис. 4-15, там же по уравнению (4-49) построена и характеристика результирующего тока. Как видно из рисунка, эта характеристика идет очень полого, т. е. небольшие колебания напряжения вызывают резкое изменение тока $I_{ст}$. Емкость конденсатора и индуктивность трансформатора подбирают таким образом, чтобы при номинальном напряжении ток стабилизатора был равен нулю. При сбросе нагрузки напряжение генератора имеет тенденцию к повышению, в результате чего происходит резкое увеличение тока стабилизатора, при повышении напряжения, принимающего индуктивный характер. Этот ток вызывает размагничивание генератора, в результате чего напряжение последнего возрастает незначительно, лишь настолько, чтобы обеспечить необходимый размагничивающий ток.

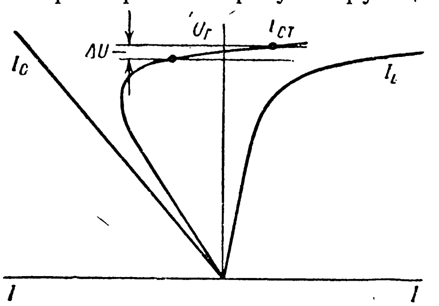


Рис. 4-15. Диаграмма токов параллельного стабилизатора напряжений

При увеличении нагрузки напряжение понижается и появляется емкостной ток, который подмагничивает генератор, препятствуя тем самым заметному снижению напряжения генератора.

Точность регулирования напряжения этим способом зависит лишь от наклона рабочего участка результирующей вольтамперной характеристики стабилизатора. Ее наклон принципиально может быть сделан сколь угодно малым, правда, за счет увеличения габаритов устройства. Поэтому такая стабилизация напряжения может обеспечить высокую точность, что выгодно отличает его от предыдущего. Достоинством и этого и предыдущего способов стабилизации является то, что они максимально просты и надежны вследствие применения статических аппаратов, не требующих ухода и обслуживания и поддерживающих напряжение на зажимах автоматически.

Недостатком этих способов стабилизации являются значительные вес и габариты, так как габаритная мощность устройства, осо-

бенно при высоких требованиях к точности, того же порядка, что и мощность генератора.

В заключение можно упомянуть еще об одном способе регулирования напряжения генераторов с постоянными магнитами, который описывается в литературе [Л. 4-3]. Речь идет о комбинированном возбуждении: наряду с постоянными магнитами в генераторе имеется регулирующая обмотка, расположенная на индукторе и питаемая постоянным током. В этом случае оказывается возможным использовать для стабилизации напряжения обычные регуляторы, применяемые в машинах с электромагнитным возбуждением. Однако при такой системе возбуждения генератор лишается некоторых преимуществ, обусловленных применением постоянных магнитов, а именно: возникает потребность в источнике постоянного тока для питания регулирующей обмотки, усложняется конструкция из-за необходимости иметь кольца для подвода тока к индуктору и т. п. Следовательно, и этот способ не решает полностью проблему стабилизации напряжения магнитоэлектрических генераторов, которая еще ждет своего решения.

4-5. Синхронные двигатели с магнитоэлектрическим возбуждением

Синхронные машины с постоянными магнитами, получившие широкое распространение как генераторы, могут работать и в качестве двигателей. Все сказанное ранее о достоинствах синхронных генераторов с постоянными магнитами справедливо и для двигателей. В то же время основной недостаток генераторов с постоянными магнитами — отсутствие простых способов регулирования магнитного потока — для двигателей не имеет сколько-нибудь существенного значения.

Синхронные двигатели с магнитоэлектрическим возбуждением обладают значительными преимуществами и перед другими, близкими к ним по простоте выполнения, синхронными двигателями без обмоток возбуждения на роторе — реактивными и гистерезисными. Эти преимущества заключаются в более высоком значении к. п. д. и $\cos\varphi$ и лучшем использовании активных материалов.

По сравнению с обычными асинхронными двигателями синхронные двигатели с постоянными магнитами имеют более высокие $\cos\varphi$ и к. п. д., так как они при известных условиях, как и синхронные двигатели с электромагнитным возбуждением, могут работать при $\cos\varphi$, равном единице, и даже при опережающем $\cos\varphi$.

Благодаря меньшей склонности к автоколебаниям синхронные двигатели с постоянными магнитами превосходят по устойчивости в работе обычные синхронные двигатели.

Однако, несмотря на указанные достоинства синхронных двигателей с постоянными магнитами, они не нашли до сих пор широкого распространения, что объясняется трудностью получения удовлетворительных пусковых характеристик. Работы советских ученых в этой области наметили пути решения проблемы асинхронного пуска синхронных двигателей с магнитоэлектрическим возбужде-

нием. В частности, показано, что у таких двигателей при правильном их проектировании можно получить минимальное значение момента в процессе пуска не ниже номинального [Л. 4-6].

Характеристики двигателя и его параметры могут быть определены тем же методом, который был использован и при исследовании синхронного генератора. Некоторое отличие характеристик машины в двигательном режиме от характеристик генераторного режима обусловлено различной степенью максимального размагничивания в этих режимах. Если в генераторе максимальное размагничивание имеет место при коротком замыкании на зажимах, то в двигателе максимальное размагничивание получается в момент «противовключения». Под моментом противовключения понимают момент прохождения ротора при подсинхронной скорости в процессе асинхронного пуска через положение, соответствующее углу внутреннего сдвига между напряжением и э. д. с., равному 180°. В этот момент результирующая э. д. с., действующая в контуре обмоток якоря, равняется сумме напряжения U сети и э. д. с. E, индуктированной в обмотке якоря. Ток $I_{пр}$ в момент противовключения будет обусловлен, следовательно, суммой напряжения сети и э. д. с. и определится по формуле:

$$I_{пр} = \frac{U + E}{x_d}. \qquad (4\text{-}50)$$

Так как этот ток и вызывает наибольшее размагничивание магнитов, то диаграмма состояния магнитов двигателя будет отличаться от диаграммы генератора и примет вид, изображенный на рис. 4-16. Кривые *1*, *2*, *3*, и *4* на этой диаграмме имеют тот же физический смысл, что и кривые на рис. 4-8, и построены аналогично. Иначе получена лишь точка k_1 отхода линии возврата от кривой размагничивания. Если для генератора точка k_1 соответствует току короткого замыкания

$$I_к = \frac{E_0}{x_d},$$

то для двигателя точка k_1, определяемая максимальным размагничиванием в режиме противовключения, должна соответствовать току $I_{пр}$, определяемому по формуле (4-50).

Ток противовключения $I_{пр}$ на диаграмме соответствует абсциссе точки k_5, которая находится как точка пересечения линии *4* с прямой k_5c_1, проведенной параллельно от абсцисс на расстоянии:

$$Oc_1 = \frac{U}{m_e} [o/e].$$

При таком построении, как это видно из рис. 4-16, ток $I_{пр}$ удовлетворяет равенству (4-50). Абсцисса точки d_4 пересечения линии *4* с осью абсцисс соответствует току

$$I_к = \frac{E_0}{x_d},$$

т. е. току короткого замыкания машины в режиме генератора.

Из диаграммы на рис. 4-17 можно вывести основные соотношения, связывающие мощность двигателя с размерами постоянного магнита. Для номинальной электромагнитной мощности двигателя $P_{\psi н}$ имеем известное выражение:

$$P_{\psi н} = \frac{mUE_0}{x_d} \sin \theta_н. \qquad (4\text{-}51)$$

Это выражение можно преобразовать, вводя следующие обозначения:

$u = \frac{U}{E_0}$ — относительное напряжение;

$k_p = \frac{P_{\psi\, макс}}{P_{\psi н}} = \frac{1}{\sin \theta_н}$ — коэффициент перегрузочной способности;

$I_к = \frac{E_0}{x_d}$ — ток короткого замыкания в режиме генератора.

Получим:

$$P_{\psi н} = \frac{mu}{k_p} I_к E_0. \qquad (4\text{-}52)$$

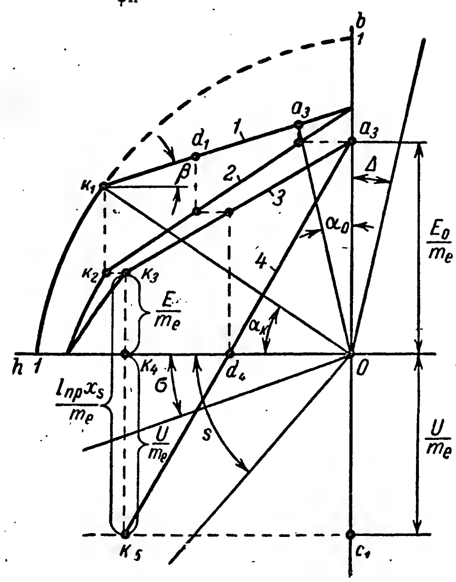


Рис. 4-16. Диаграмма состояния постоянного магнита синхронного двигателя

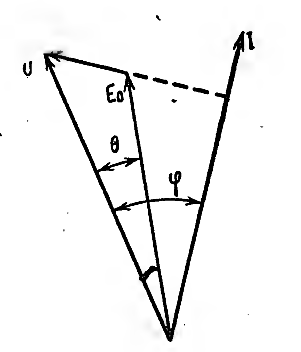


Рис. 4-17. Векторная диаграмма синхронного двигателя

Из диаграммы на рис. 4-16 следует:

$$E_0 I_к = m_e b_{a_3} m_i h_{d_4} = m_e m_i h_{k_4} b_{a_3} \frac{1}{1+u}, \qquad (4\text{-}53)$$

так как

$$\frac{h_{d_4}}{h_{k_4}} = \frac{h_{d_4}}{h_{k_5}} = \frac{E_0}{E_0 + U} = \frac{1}{1+u}.$$

Произведение $h_{k_4} b_{a_3}$ обозначено ранее символом S и определяется по формуле (4-48).

Подставив выражение (4-53) в (4-52), получим:

$$P_{\psi н} = \frac{m_e m_i m}{k_p} S \frac{u}{1+u}. \tag{4-54}$$

Из векторной диаграммы на рис. 4-17 следует:

$$U \cos \varphi = E_0 \cos (\varphi - \theta),$$

и после преобразования:

$$u = \frac{U}{E_0} = \frac{\cos(\varphi - \theta)}{\cos \varphi} = \cos \theta + \operatorname{tg} \varphi \, \sin \theta = \frac{\sqrt{k_p^2 - 1} + \operatorname{tg} \varphi}{k_p}. \tag{4-55}$$

Учтя формулу (4-55), окончательно получим

$$P_{\psi н} = m m_e m_i S k_u, \tag{4-56}$$

где

$$k_u = \frac{u}{k_p(1+u)} = \frac{\sqrt{k_p^2 - 1} + \operatorname{tg} \varphi}{k_p\left(k_p + \sqrt{k_p^2 - 1} + \operatorname{tg} \varphi\right)}. \tag{4-57}$$

Выражение (4-56) для электромагнитной мощности двигателя может быть дальше преобразовано путем подстановки в формулу (4-56) значений m_c и m_i. В результате получится выражение, ничем не отличающееся от такового для генератора [формула (4-45)], только коэффициент k_u для двигателя должен определяться из выражения (4-57), а не по формуле (4-43), справедливой лишь для генератора.

Таким образом, формула (4-45) устанавливает влияние различных факторов на мощность синхронного двигателя с постоянными магнитами и может быть использована для его расчета. Анализ формулы (4-45), произведенный выше для генератора, в полной мере справедлив и для двигателя, а те выводы и рекомендации, которые были сделаны на основании этого анализа, следует также принимать во внимание и при проектировании синхронного двигателя.

В заключение следует остановиться на пусковых свойствах синхронного двигателя с постоянными магнитами. Пуск такого двигателя, в отличие от пуска двигателей с электромагнитным возбуждением, происходит при «включенном полном возбуждении». При разгоне ротора поток полюсов индуктирует в обмотке якоря э. д. с., частота которой зависит от скольжения ротора:

$$f_s = f(1 - s), \tag{4-58}$$

а величина определится из выражения

$$E_s = E_0 (1 - s). \tag{4-59}$$

Эта э. д. с. вызывает в обмотке якоря ток, который замыкается через сеть и ограничивается только сопротивлениями обмоток самой машины. Обозначив через r_1 активное сопротивление фазы ста-

тора, а через $x_d(1-s)$ и $x_q(1-s)$ индуктивные сопротивления фазы при частоте f_s, получим из рассмотрения векторной диаграммы явнополюсной машины с учетом активного сопротивления следующее известное выражение для тока:

$$I_s = E_0 \frac{(1-s)\sqrt{(1-s)^2 x_q^2 + r_1^2}}{(1-s)^2 x_q x_d + r_1^2}. \tag{4-60}$$

Потери в обмотке статора от тока I_s равны:

$$p_s = mI_s^2 r_1. \tag{4-61}$$

Эти потери могут покрываться лишь за счет подвода к ротору механической мощности, равной произведению возникающего тормозного момента $M_т$ на угловую скорость ротора $\omega_c(1-s)$, где ω_c — синхронная угловая скорость

$$p_s = mI_s^2 r_1 = M_т \omega_c (1-s). \tag{4-62}$$

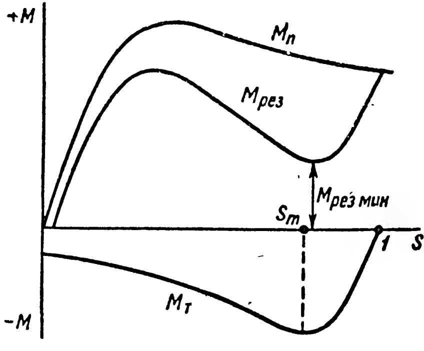


Рис. 4-18. Кривые пускового и тормозного моментов синхронного двигателя

Учтя формулу (4-60) для тока I_s, получим окончательно для тормозного момента $M_т$ следующее выражение:

$$M_т = \frac{mE_0^2 r_1}{9{,}81} \cdot \frac{(1-s)\left[(1-s)^2 x_q^2 + r_1^2\right]}{\omega_c\left[(1-s)^2 x_d x_q + r_1^2\right]} \ [кГ \cdot м]. \tag{4-63}$$

Зависимость тормозного момента от скольжения представлена на рис. 4-18. Как видно из этой диаграммы, кривая зависимости момента от скольжения имеет максимум при некотором значении скольжения $s = s_m$. Величина s_m может быть определена дифференцированием уравнения (4-63), в результате чего получится следующее выражение для s_m:

$$s_m = 1 - \frac{r_1}{x_q}\sqrt{\frac{3}{2}\frac{x_q - x_d}{x_d} + \sqrt{\left(\frac{3}{2}\frac{x_q - x_d}{x_d}\right)^2 + \frac{x_q}{x_d}}}. \tag{4-64}$$

Наличие постоянно действующего во время пуска тормозного момента ухудшает пусковые свойства двигателя, приводя к провалу кривой результирующего момента. На рис. 4-18 построена кривая результирующего момента $M_{рез}$ путем вычитания ординат кривой $M_т$ из кривой $M_п$ асинхронного пускового момента. При неблагоприятном сочетании параметров машины и большом моменте нагрузки минимальный результирующий момент может стать меньше

момента нагрузки, и разгон двигателя до синхронной скорости станет невозможным. Подбором параметров демпферной обмотки можно, однако, добиться того, чтобы пусковой асинхронный момент был достаточно велик, а минимальный результирующий момент был не менее номинального. Этот вопрос подробно освещен в [Л. 4-6].

Наконец, можно совсем исключить влияние тормозного момента, если во время пуска производить переключение числа пар полюсов. Для этой цели во время разгона двигателя переключают обмотку якоря на число пар полюсов $p' = \frac{p}{2}$, где p — число пар полюсов ротора. При разном числе пар полюсов ротора и статора результирующая э. д. с. в обмотке статора равна нулю, и тормозной момент не возникает. После разгона до синхронной скорости производят переключение обмотки статора на одинаковое с ротором число пар полюсов, машина синхронизируется и дальше работает нормально. Однако такой способ пуска усложняет и конструкцию машины и операцию пуска.

4-6. Пример электрического расчета синхронного генератора с постоянными магнитами

1. Исходные данные

Мощность $P_н = 1350$ *ва*. Напряжение $U_н = 230/133$ *в*. Ток $I_н = 3,4$ *а*. Коэффициент мощности $\cos\varphi = 0,7$. Скорость вращения $n = 6000$ *об/мин*. Частота $f = 400$ *гц*. Число фаз $m = 3$. Стабильность напряжения $u = \frac{U_н}{E_0} = 0,9$. Конструктивный тип ротора — явновыраженные полюса с шихтованными полюсными башмаками.

2. Материал магнита и его характеристики

В качестве материала для постоянного магнита выбираем сплав $АНКО_4$. Его характеристики:

$$B_r = 12\,300 \text{ гс}, \quad H_c = 500 \text{ э}, \quad \operatorname{tg}\beta = 0,22,$$

$$a = \frac{B_r}{B_s} = 0,923.$$

Задаемся предварительно $\operatorname{tg}\alpha_0 = 0,2$ ($\alpha_0 = 11°$). По кривой на рис. 4-10 для сплава $АНКО_4$ находим оптимальный угол $\alpha_к = 36°30'$ ($\operatorname{tg}\alpha_к = 0,74$). Определяем коэффициент S:

$$S = \left[\frac{1 + \operatorname{tg}\alpha_к - \sqrt{(1 + \operatorname{tg}\alpha_к)^2 - 4a\operatorname{tg}\alpha_к}}{2a\operatorname{tg}\alpha_к}\right]^2 \frac{(\operatorname{tg}\beta + \operatorname{tg}\alpha_к)(1 - \operatorname{tg}\alpha_к\operatorname{tg}\alpha_0)}{1 + \operatorname{tg}\alpha_0\operatorname{tg}\beta} =$$

$$= \left[\frac{1 + 0,74 - \sqrt{(1 + 0,74)^2 - 4\cdot 0,923\cdot 0,74}}{2\cdot 0,923\cdot 0,74}\right]^2 \frac{(0,22 + 0,74)(1 - 0,74\cdot 0,2)}{1 + 0,2\cdot 0,22} =$$

$$= 0,61,$$

3. Объем постоянного магнита

Определяем коэффициент k_u:

$$k_u = \left[\sqrt{1-(u\cos\varphi)^2} - u\sin\varphi\right] u = \left[\sqrt{1-(0{,}9\cdot 0{,}7)^2} - 0{,}9\cdot 0{,}72\right] 0{,}9 = 0{,}118.$$

Приняв предварительно коэффициент полюсной дуги $\alpha = 0{,}9$, получим обычными способами коэффициенты реакции якоря $k_d = 0{,}8$ и $k_q = 0{,}7$ (при равномерном воздушном зазоре). Коэффициент формы поля $k_ф = 1{,}11$.

Определяем объем постоянного магнита:

$$V_m = \frac{P_н k_ф k_d 10^8}{1{,}31_m B_r H_c f k_u S} = \frac{1350\cdot 1{,}11\cdot 0{,}8\cdot 10^8}{1{,}31\cdot 3\cdot 12\,300\cdot 500\cdot 400\cdot 0{,}118\cdot 0{,}61} = 172{,}5\ см^3.$$

Объем магнита на один полюс:

$$V_{mp} = \frac{V_m}{2p} = \frac{172{,}5}{2\cdot 4} = 21{,}5\ см^3.$$

4. Конструктивные размеры ротора

Задаемся предварительно диаметром вала $d_в = 2{,}6$ *см* и диаметром полюсного колеса $d_к = 5{,}2$ *см*.

Ширина магнита полюса будет:

$$b_m = d_к \operatorname{tg}\frac{\pi}{2p} = 5{,}2 \operatorname{tg}\frac{\pi}{8} \approx 2\ см.$$

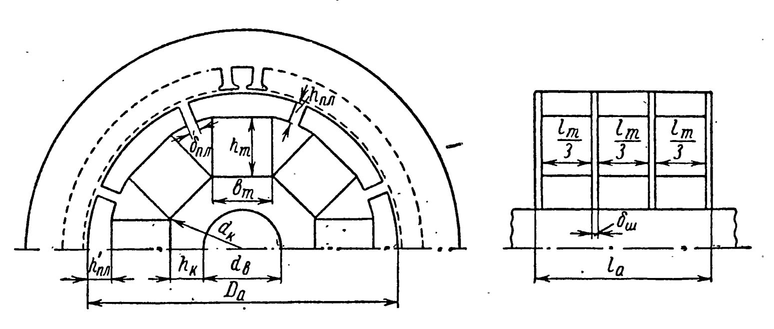


Рис. 4-19. Эскиз магнитной системы синхронного генератора

Задаемся высотой магнита $h_m = 2$ *см*. Длина магнита в направлении намагничивания будет $L_m = h_m = 2$ *см*.

Длина магнита в осевом направлении

$$l_m = \frac{V_{mp}}{b_m h_m} = \frac{20{,}4}{2\cdot 2} = 5{,}1\ см.$$

Поперечное сечение магнита

$$S_m = b_m l_m = 2\cdot 5{,}1 = 10{,}2\ см^2.$$

Для крепления полюсных башмаков и магнитов последние разделяем в осевом направлении на три части длиной:

$$\frac{l_m}{3} = \frac{5{,}1}{3} = 1{,}7\ см.$$

Между магнитами и с торцов ротора помещаются шайбы из немагнитной стали, служащие для крепления полюсных башмаков и магнитов к колесу

ротора (см. эскиз ротора на рис. 4-19). Толщину шайбы принимаем равной $\delta_ш = 2$ *мм*.

Длина якоря

$$l_a = l_m + 4\delta_ш = 5,1 + 4 \cdot 0,2 = 5,9 \text{ см}.$$

Приняв высоту полюса $h'_п = 0,8$ *см*, получим диаметр якоря

$$D_a = d_в + 2(h_к + h_m + h_{пл}) = 2,2 + 2(1,1 + 2 + 0,8) = 10,4 \text{ см},$$

где $h_к = 1,1$ *см* — высота колеса из эскиза.

Полюсное деление

$$\tau = \frac{\pi D_a}{2p} = \frac{\pi \cdot 10,4}{2 \cdot 4} = 4,08 \text{ см}.$$

Величина зазора $\delta_{пл}$ между полюсными башмаками уточняется далее при расчете проводимостей.

5. Расчет обмотки статора

Принимаем число пазов на полюс и фазу

$$q = 1,5.$$

Общее число пазов

$$z = 2mpq = 2 \cdot 3 \cdot 4 \cdot 1,5 = 36.$$

Шаг обмотки по пазам

$$y_п = \frac{z}{2p} - \varepsilon = \frac{36}{2 \cdot 4} - 0,5 = 4.$$

Относительный шаг обмотки

$$y = \frac{y_п}{mq} = \frac{4}{3 \cdot 1,5} = 0,89.$$

Коэффициент укорочения шага

$$k_у = \sin\left(\frac{\pi}{2} y\right) = \sin\left(\frac{\pi}{2} 0,89\right) = 0,985.$$

Коэффициент распределения обмотки

$$k_q = \frac{\sin \dfrac{\pi}{2m}}{q \sin \dfrac{\pi}{2mq}} = \frac{\sin \dfrac{\pi}{2 \cdot 3}}{1,5 \sin \dfrac{\pi}{2 \cdot 3 \cdot 1,5}} = 0,96.$$

Обмоточный коэффициент

$$k_w = k_у k_q = 0,985 \cdot 0,96 = 0,945.$$

Поток якоря можно предварительно приближенно оценить как 0,7 от максимального потока магнита:

$$\Phi_{a0} = 0,7 B_r S_m = 0,7 \cdot 12\,300 \cdot 10,2 = 88\,000 \text{ мкс}.$$

Тогда предварительно число витков фазы:

$$w = \frac{U_{ф.\,н} 10^8}{u 4,44 f \Phi_{a0} k_w} = \frac{133 \cdot 10^8}{0,9 \cdot 4,44 \cdot 400 \cdot 88 \cdot 10^3 \cdot 0,945} = 103 \text{ вит};$$

число проводников в пазу:

$$N_{\text{п}} = \frac{2mw}{z} = \frac{2\cdot 3\cdot 103}{36} = 17;$$

электромагнитные нагрузки якоря:

$$AS = \frac{zN_{\text{п}}I_{\text{н}}}{\pi D_a} = \frac{36\cdot 16\cdot 3{,}4}{\pi\cdot 10{,}4} = 60\ a/см;$$

$$B_\delta = \frac{\Phi_a}{\tau l_a} = \frac{88\cdot 10^3}{5{,}9\cdot 4{,}08} = 3650\ гс.$$

Сечение провода при плотности тока $j = 6\ a/мм^2$ (принудительная вентиляция):

$$q_{\text{п}} = \frac{I_{\text{н}}}{j} = \frac{3{,}4}{6} = 0{,}58\ мм^2.$$

Марка и диаметр провода:

$$\text{ПЭВ-2},\quad \frac{d}{d_{\text{из}}} = \frac{0{,}86}{0{,}95}.$$

6. Расчет паза статора

Зубцовое деление

$$t_{z1} = \frac{\pi D_a}{z} = \frac{\pi\cdot 10{,}4}{36} = 0{,}91\ см = 9{,}1\ мм.$$

Ширина зубца при индукции $B_z = 12\,000\ гс$ (машину желательно выполнять ненасыщенной):

$$b_z = \frac{B_\delta}{B_z}\,\frac{t_{z1}}{k_{\text{с}}} = \frac{3650}{12\,000}\,\frac{9{,}1}{0{,}95} = 3\ мм.$$

Ширина паза в узкой части

$$b_{\text{п}1} = t_{z1} - b_z = 9{,}1 - 3 = 6{,}1\ мм.$$

Принимаем высоту паза $h_{\text{п}} = 7\ мм$.
Ширина паза в широкой части

$$b_{\text{п}2} = \frac{\pi(D_a + 2h_{\text{п}})}{z} - b_z = \frac{\pi(10{,}4 + 2\cdot 0{,}7)}{36} - 0{,}3 = 0{,}73\ см = 7{,}3\ мм.$$

Открытие паза принимаем равным:

$$b_0 = 4\ мм.$$

Высота коронки зубца

$$h_{\text{п}1} = 1{,}0\ мм.$$

Высота внутренней части паза

$$h_{\text{п}2} = h_{\text{п}} - h_{\text{п}1} = 7 - 1{,}5 = 6{,}0\ мм.$$

Вычерчивается эскиз паза и проверяется укладка обмотки.
Определяем величину зазора. Так как $\operatorname{tg}\Delta$ мало отличается от $\operatorname{tg}\alpha_0$, то величина зазора будет:

$$\delta = \operatorname{tg}\alpha_0\,\frac{L_m H_c l_a \tau\alpha}{B_r S_m} = 0{,}2\,\frac{2\cdot 500\cdot 5{,}9\cdot 4{,}08\cdot 0{,}9}{12\,300\cdot 10{,}2} = 0{,}04\ см = 0{,}4\ мм.$$

Удельная проводимость коронок зубцов

$$\lambda_к = \frac{3y+1}{4} \frac{\delta}{(b_0 + 0{,}8\delta)} = \frac{3 \cdot 0{,}89 + 1}{4} \frac{0{,}8}{4 + 0{,}8 \cdot 0{,}8} = 0{,}16.$$

Удельная пазовая проводимость рассеяния

$$\lambda_п = \frac{3y+1}{4} \left[\frac{2h_{п2}}{3(b_{п2} + b_{п2})} + \frac{h_{п1}}{b_0} \right] =$$

$$= \frac{3 \cdot 0{,}89 + 1}{4} \left[\frac{2 \cdot 6}{3\,(6{,}1 + 7{,}3)} + \frac{1}{4} \right] = 0{,}48.$$

Удельная проводимость лобовых частей

$$\lambda_0 = \left(0{,}42 - 0{,}27y \frac{\tau}{l_0} \right) q k_y = \left(0{,}42 - 0{,}27 \cdot 0{,}89 \frac{4{,}08}{6{,}3} \right) 1{,}5 \cdot 0{,}985 = 0{,}39,$$

где $l_0 = 6{,}3$ *см* — длина лобовой части обмотки.

Суммарная удельная проводимость рассеяния обмотки

$$\Sigma \lambda = \left[\lambda_0 \frac{l_0}{l_a} + \lambda_п + \lambda_к \right] = 0{,}39 \frac{6{,}3}{5{,}9} + 0{,}48 + 0{,}16 = 1{,}05.$$

7. Определение параметров генератора

Определяем tg s:

$$\operatorname{tg} s = \frac{\Sigma\lambda}{0{,}6} \frac{k_ф l_a}{k_d k_w^2 q} \frac{L_m H_c}{B_r S_m} = \frac{1{,}05}{0{,}6} \frac{1{,}11 \cdot 5{,}9}{0{,}8 \cdot 0{,}95^2 1{,}5} \frac{2 \cdot 500}{10{,}2 \cdot 12{,}3 \cdot 10^3} = 0{,}08.$$

Определяем tg σ:

$$\operatorname{tg} \sigma = \operatorname{tg} \alpha_к - \frac{\operatorname{tg} s}{1 + \operatorname{tg} s \operatorname{tg} \Delta} = 0{,}74 - \frac{0{,}8}{1 + 0{,}08 \cdot 0{,}2} = 0{,}66.$$

Требуемая проводимость рассеяния полюсов

$$\Lambda_\sigma = \operatorname{tg} \sigma \frac{B_r S_m}{H_c L_m} 0{,}4\pi = 0{,}66 \frac{12\,300 \cdot 10{,}2}{500 \cdot 2} 0{,}4\pi = 103 \text{ см}.$$

Зазор между башмаками полюсов

$$\delta_{пл} = 1{,}5 \cdot 0{,}4\pi \frac{h_{пл} l_m}{\Lambda_\sigma} = 1{,}5 \cdot 0{,}4\pi \frac{0{,}8 \cdot 5{,}1}{103} = 0{,}074 = 0{,}74 \text{ мм},$$

где коэффициент 1,5 учитывает то обстоятельство, что потоки рассеяния полюсов замыкаются не только через зазор между полюсными башмаками, но и по другим путям рассеяния, например, между торцами башмаков и магнитов. Окончательно величина зазора $\delta_{пл}$ может быть уточнена после изготовления опытного образца машины.

Определяем tg Δ; tg α_0; tg χ:

$$\operatorname{tg} \Delta = \frac{S_m}{L_m} \frac{\delta}{l_a \tau \alpha} \frac{B_r}{H_c} = \frac{10{,}2}{2} \frac{0{,}04}{5{,}9 \cdot 4{,}08 \cdot 0{,}9} \frac{12\,300}{500} = 0{,}22;$$

$$\operatorname{tg} \alpha_0 = \frac{\operatorname{tg} \Delta}{1 + \operatorname{tg} \Delta \operatorname{tg} \sigma} = \frac{0{,}22}{1 + 0{,}22 \cdot 0{,}66} = 0{,}192;$$

$$\operatorname{tg} \chi = \frac{(\operatorname{tg} \beta + \operatorname{tg} \alpha_к)(1 + \operatorname{tg} s \operatorname{tg} \Delta)}{(1 + \operatorname{tg} \alpha_0 \operatorname{tg} \beta)(1 + \operatorname{tg} \Delta \operatorname{tg} \sigma)} = \frac{(0{,}22 + 0{,}74)(1 + 0{,}08 \cdot 0{,}22)}{(1 + 0{,}192 \cdot 0{,}22)(1 + 0{,}22 \cdot 0{,}66)} = 0{,}81.$$

Находим ординату E_0 на диаграмме состояния магнита:

$$b_{a_0} = \frac{1 + \operatorname{tg}\alpha_к - \sqrt{(1 + \operatorname{tg}\alpha_к)^2 - 4a\operatorname{tg}\alpha_к}}{2\,a\operatorname{tg}\alpha_к} \cdot \frac{\operatorname{tg}\beta + \operatorname{tg}\alpha_к}{(1 + \operatorname{tg}\alpha_0\operatorname{tg}\beta)(1 + \operatorname{tg}\Delta\operatorname{tg}\delta)} =$$

$$= \frac{1 + 0{,}74 - \sqrt{(1 + 0{,}74)^2 - 4\cdot 0{,}923\cdot 0{,}74}}{2\cdot 0{,}923\cdot 0{,}74} \cdot \frac{0{,}22 + 0{,}74}{(1 + 0{,}192\cdot 0{,}22)(1 + 0{,}22\cdot 0{,}66)} =$$

$$= 0{,}72.$$

Уточняем число витков:

$$w = \frac{E_0 k_ф 10^8}{4{,}44 f k_w B_r S_m b_{a_з}} = \frac{148\cdot 1{,}11\cdot 10^8}{4{,}44\cdot 400\cdot 0{,}945\cdot 12\,300\cdot 10{,}2\cdot 0{,}72} = 108,$$

где

$$E_0 = \frac{U_н}{u} = \frac{133}{0{,}9} = 148 \text{ в}.$$

Число проводников в пазу:

$$N_п = \frac{2mw}{z} = \frac{2\cdot 3\cdot 108}{36} = 18.$$

Абсцисса точки короткого замыкания на диаграмме состояния

$$h_{k_4} = \frac{1 + \operatorname{tg}\alpha_к - \sqrt{(1 + \operatorname{tg}\alpha_к)^2 - 4a\operatorname{tg}\alpha_к}}{2a\operatorname{tg}\alpha_к(1 + \operatorname{tg}s\operatorname{tg}\Delta)} =$$

$$= \frac{1 + 0{,}74 - \sqrt{(1 + 0{,}74)^2 - 4\cdot 0{,}923\cdot 0{,}74}}{2\cdot 0{,}923\cdot 0{,}74(1 + 0{,}08\cdot 0{,}22)} = 0{,}88.$$

Определяем масштабные коэффициенты:

$$m_e = 4{,}44 f w k_w \frac{B_r S_m}{k_ф}\cdot 10^{-8} = 4{,}44\cdot 400\cdot 108\cdot 0{,}945\,\frac{12\,300\cdot 10{,}2}{1{,}11}\cdot 10^8 = 204 \text{ в/о/е};$$

$$m_i = \frac{H_c L_m p}{0{,}4\pi 1{,}35 k_d k_w w} = \frac{500\cdot 2\cdot 4}{0{,}4\pi\cdot 1{,}35\cdot 0{,}8\cdot 0{,}945\cdot 108} = 29 \text{ а/о/е}.$$

Индуктивные сопротивления обмоток машины:

$$x_d = \frac{m_e}{m_i}\operatorname{tg}\chi = \frac{204}{29}\cdot 0{,}81 = 5{,}8 \text{ ом}; \quad x_d(о/е) = x_d\frac{I_н}{U_н} = 5{,}8\,\frac{3{,}4}{133} = 0{,}148 \text{ о/е};$$

$$x_q = \frac{m_e}{m_i}\frac{k_q}{\operatorname{tg}\Delta} = \frac{204}{29}\cdot\frac{0{,}7}{0{,}22} = 22{,}5 \text{ ом}; \quad x_q(о/е) = x_q\frac{I_н}{U_н} = 22{,}5\,\frac{3{,}4}{133} = 0{,}58 \text{ о/е};$$

$$x_s = \frac{m_e}{m_i}\operatorname{tg}s = \frac{204}{29}\,0{,}08 = 0{,}56 \text{ ом}; \quad x_s(о/е) = x_s\frac{I_н}{U_н} = 0{,}56\,\frac{3{,}4}{133} = 0{,}0142 \text{ о/е}.$$

Ток короткого замыкания

$$I_к = h_{k_4} m_i = 0{,}88\cdot 29 = 25{,}4 \text{ а};$$

$$\frac{I_к}{I_н} = \frac{25{,}4}{3{,}4} = 7{,}2.$$

ГЛАВА ПЯТАЯ

СИНХРОННЫЕ РЕАКТИВНЫЕ ДВИГАТЕЛИ

5-1. Основные типы синхронных реактивных двигателей

К синхронным реактивным двигателям относится большой класс микромашин, нашедших широкое применение в различных областях техники.

Основной отличительной особенностью синхронных реактивных двигателей (СРД) является то, что они не имеют возбуждения со стороны ротора.

Простота конструкции, высокая надежность, отсутствие возбудителя, коллектора, контактных колец и щеток — частей, которые быстро изнашиваются,— все это относится к преимуществам СРД по сравнению с синхронными двигателями обычной конструкции.

К числу недостатков СРД, ограничивающих область их применения, относится потребление ими из сети реактивной мощности, что снижает электрические показатели реактивных машин.

По принципу действия СРД можно разделить на три типа машин:

а) машины с вращающимся или пульсирующим магнитным полем, в которых проводимость воздушного зазора по отношению к прямобегущей волне является постоянной величиной;

б) машины с вращающимся полем, в которых проводимость воздушного зазора не является постоянной;

в) машины с пульсирующим полем и неравномерной проводимостью воздушного зазора.

К первому, наиболее распространенному типу машин относятся СРД с распределенной обмоткой статора, рассчитанные на питание трехфазным, двухфазным или однофазным током. Ко второму типу машин относятся редукторные двигатели и СРД с явновыраженными полюсами на статоре, на которых расположена обмотка возбуждения, как в машинах постоянного тока. К третьему типу машин относятся импульсные двигатели, предназначенные для питания пульсирующим или переменным током. Импульсные двигатели могут выполняться как однотактные или двухтактные машины.

По способу пуска СРД делятся на две группы:

а) машины, которые, благодаря беличьей клетке на роторе, имеют пусковой момент и способны втянуться в синхронизм без помощи вспомогательного пускового двигателя:

б) машины, которые в асинхронном режиме не создают необходимого для осуществления пуска вращающего момента.

В конструктивном отношении имеется большое количество различных исполнений реактивных машин, но в принципиальной части они не отличаются от известных конструкций других типов микродвигателей. Следует лишь отметить, что импульсные и редук-

торные двигатели имеют ряд отличительных особенностей, которые будут освещены ниже. В частности, импульсные машины нередко выполняются с наружным ротором.

5-2. Синхронные реактивные двигатели с вращающимся полем при симметричном питании

В синхронном реактивном двигателе вращающееся магнитное поле создается только намагничивающей силой статора. Явнополюсный ротор не имеет обмотки возбуждения, что является основной отличительной особенностью рассматриваемого типа машин. Термин «реактивный» возник в связи с тем, что вращающий момент в этом типе электродвигателя создается полем реакции якоря.

Возможность работы синхронного двигателя обычной конструкции при отсутствии возбуждения была обнаружена впервые Сименсом в 1874 г., когда он случайно выключил возбуждение у синхронной машины, продолжавшей после этого вращаться. Однако в тот период времени этому явлению не было дано надлежащего объяснения, и оно рассматривалось как интересный курьез. Лишь спустя 20 лет, когда на практике начали находить применение маломощные «синхронные машины без возбуждения», Блондель предложил метод анализа, основанный на теории двух реакций, который позволил объяснить принцип действия реактивного двигателя.

В дальнейшем, по мере роста области применения машин указанного типа, термин «синхронный реактивный двигатель» вытеснил термин «синхронный двигатель без возбуждения», получив право на самостоятельное существование.

Статор современного реактивного двигателя с распределенной обмоткой не отличается от применяемого в асинхронных машинах. Ротор выполняется как короткозамкнутый с беличьей клеткой по типу роторов, используемых в асинхронных машинах, но отличается от последних тем, что имеет на своей поверхности междуполюсные впадины (рис. 5-1, *а*). Число выступов на роторе должно быть равно числу полюсов обмотки статора.

В качестве примера на рис. 5-1, *б* показаны общий вид и детали реактивного двигателя в закрытом исполнении, без вентилятора, а на рис. 5-1, *в* — в защищенном, с вентилятором.

Корпус и щиты обычно выполняются литыми из алюминиевого сплава. Магнитопровод статора и ротора собирается из листов электротехнической стали.

Беличья клетка ротора изготовляется литой из алюминия или выполняется из медных стержней, соединенных короткозамыкающими кольцами. Она служит в процессе пуска для создания вращающего момента, как и в асинхронных машинах, и выполняет функции успокоительной системы при синхронном вращении ротора. При симметричном питании обмотки статора, когда фазные значения напряжений равны друг другу и смещены во времени на

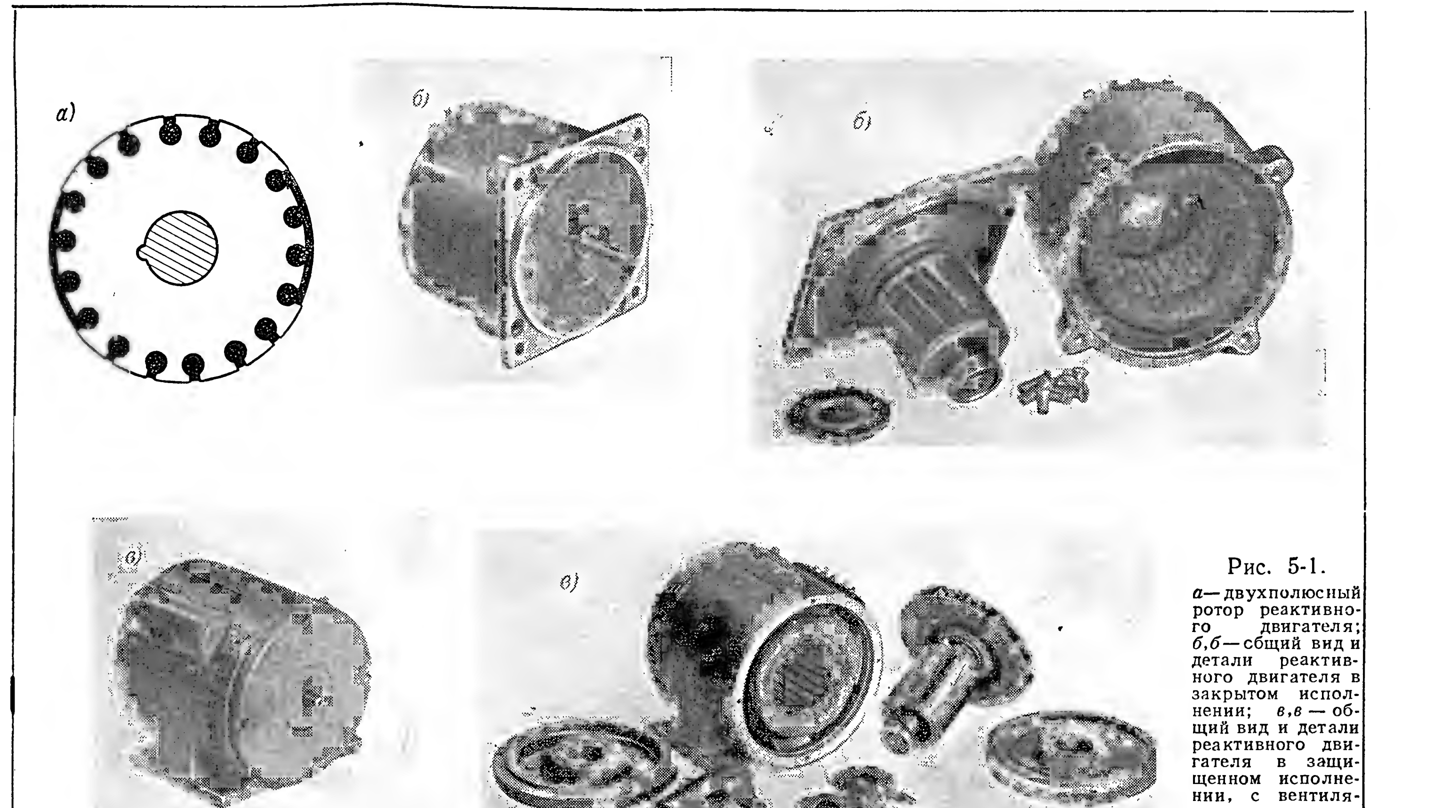


Рис. 5-1.
а — двухполюсный ротор реактивного двигателя; *б*, *б* — общий вид и детали реактивного двигателя в закрытом исполнении; *в*, *в* — общий вид и детали реактивного двигателя в защищенном исполнении, с вентилятором

угол $\frac{2\pi}{m_1}$, где m_1 — число фаз, в воздушном зазоре машины образуется вращающееся магнитное поле, скорость вращения которого определяется числом пар полюсов p и частотой f:

$$n = \frac{60f}{p}. \tag{5-1}$$

Как показано на рис. 5-2, *а*, при равномерном воздушном зазоре картина магнитного поля не зависит от положения оси ротора относительно оси полюсов. Поэтому смещение оси ротора не приводит к изменению магнитной проводимости и соответственно к появлению вращающего момента. Только в случае асимметрии маг-

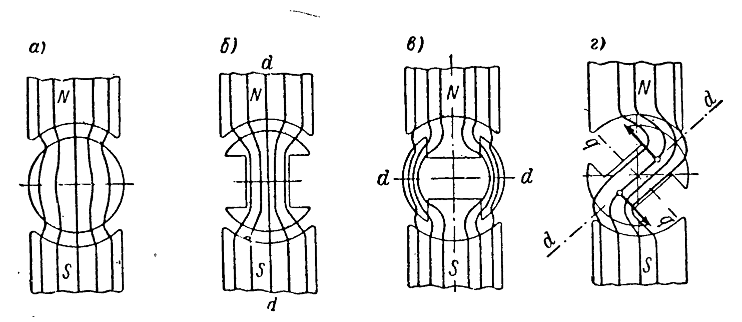


Рис. 5-2. Схематическое изображение магнитного поля и условий возникновения реактивного момента

нитной цепи, когда ротор имеет явновыраженные полюса и его ось симметрии не совпадает с осью магнитного поля, возникает реактивный момент.

При идеальном холостом ходе нагрузка равна нулю, и продольная ось ротора совпадает с осью поля статора, рис. 5-2, *б*. Реактивный момент при этом равен нулю, так как магнитные силовые линии распределены симметрично относительно оси полюсов.

Допустим, что ротор отстает на некоторый угол θ от оси магнитного поля (рис. 5-2, *г*). Появление реактивного момента в этом случае можно условно представить себе как следствие тяжения магнитных силовых линий, которые стремятся повернуть ротор в исходное положение, соответствующее максимальной проводимости воздушного зазора.

При симметричном распределении магнитных силовых линий относительно поперечной оси, когда угол сдвига $\theta = \pm \frac{\pi}{2}$ (рис. 5-2, *в*), вращающий момент тоже не возникает.

В результате рассмотрения условий, определяющих величину произведения первых гармоник поля и тока статора, можно тоже прийти к выводу, что при смещении оси явнополюсного ротора относительно полюсов статора должен возникнуть реактивный момент.

Для того чтобы учесть неравномерную проводимость воздушного зазора, разложим синусоидально распределенную в пространстве н. с. статора F_a на продольную составляющую F_d и поперечную F_q (рис. 5-3, *а*).

Примем также, что волна тока i, создающего н. с. F_a, распределена вдоль окружности статора по синусоиде. Угол сдвига в пространстве между волнами F_a и i равен $\frac{\pi}{2}$. Если бы проводимость

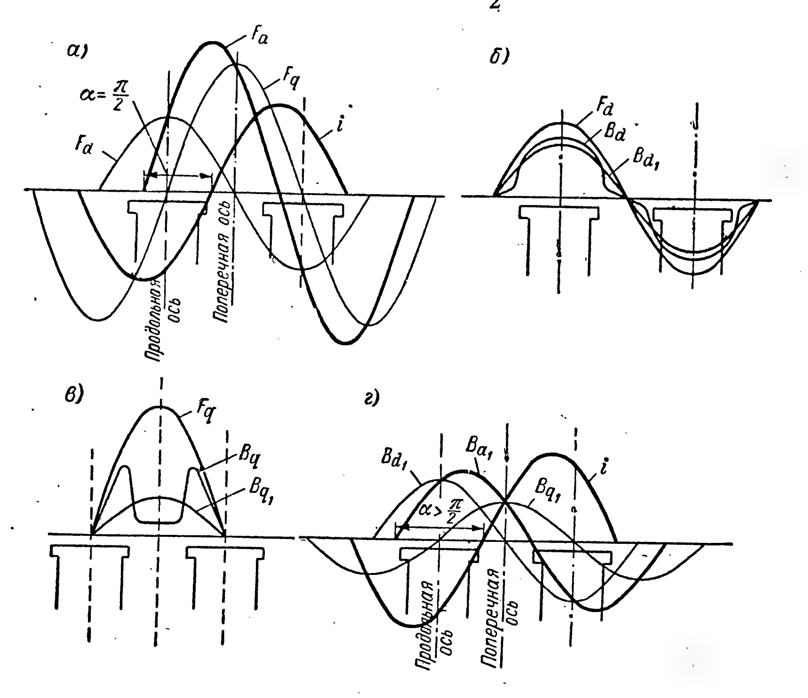


Рис. 5-3. Влияние магнитной асимметрии ротора на первую гармонику результирующего поля

воздушного зазора была постоянной, то форма кривой индукции результирующего поля B_a повторяла бы форму кривой, вызвавшей ее н. с. F_a.

Однако в действительности формы кривых индукции B_d по продольной оси и B_q по поперечной оси существенно отличаются от формы кривой н. с., как показано на рис. 5-3, *б* и 5-3, *в*.

Выделив первую гармонику индукции по продольной оси B_{d1} и по поперечной B_{q1} и произведя сложение упомянутых синусоид, получаем кривую B_{a1}, соответствующую первой гармонике результирующего поля.

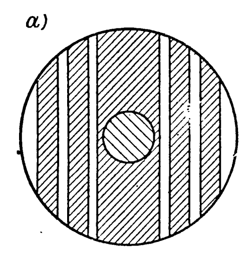
Кривые тока i и индукции B_{a1} оказываются сдвинутыми на угол, отличающийся от 90° (рис. 5-3, *г*), поэтому произведение этих си-

нусоид на косинус угла между ними, характеризующее величину электромагнитного момента, становится отличным от нуля.

При равномерном воздушном зазоре это произведение равно нулю, поскольку ось результирующей кривой индукции совпадает с осью результирующей кривой н. с., а последняя сдвинута на 90° по отношению к гармонике тока i.

Реактивная машина потребляет из сети намагничивающий ток, который необходим для создания магнитного поля. Этот ток является отстающим по отношению к напряжению сети.

По величине отдаваемой мощности реактивная машина уступает равновеликой синхронной машине, возбуждаемой постоянным



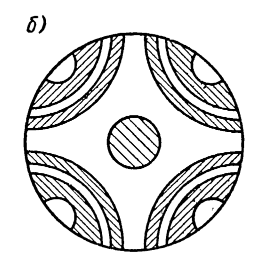


Рис. 5-4. Слоистый ротор синхронного реактивного двигателя: *а*) $2p = 2$; *б*) $2p = 4$

током. К числу недостатков рассматриваемого типа машин следует также отнести низкие значения к. п. д. и коэффициента мощности. По этим причинам реактивные генераторы не получили заметного распространения.

Что касается синхронных реактивных двигателей, то они благодаря простоте конструкции и высокой надежности широко используются в схемах синхронной связи, звукозаписи, аппаратуре документальной связи, радиолокации и других устройствах. Для улучшения свойств синхронных реактивных двигателей необходимо, чтобы проводимость воздушного зазора по продольной оси значительно превышала проводимость по поперечной оси. С этой целью была предложена [Л. 5-8] конструкция машины со слоистым ротором, рис. 5-4. Слои пластин электротехнической стали с высокой проницаемостью, ориентированные по продольной оси ротора, разделены слоями алюминия, образующими короткозамкнутую клетку. Магнитное сопротивление для потока по поперечной оси при этом существенно возрастает, и характеристики реактивных двигателей заметно улучшаются.

Основные уравнения и векторная диаграмма

Векторную диаграмму синхронной реактивной машины можно легко получить из известной диаграммы Блонделя для обычной синхронной машины с явновыраженными полюсами, возбуждае-

мыми постоянным током [Л. 5-1]. Для этого достаточно положить в ней равной нулю э. д. с., индуктированную в статоре потоком полюсов.

Соответствующая векторная диаграмма для двигательного режима представлена на рис. 5-5, *б*. Напряжение сети $\dot{U}_c$ уравновешивают э. д. с. потока реакции якоря по продольной оси $\dot{E}_{ad}$, по поперечной оси $\dot{E}_{aq}$, э. д. с. потока рассеяния $\dot{E}_s$ и падение напряжения на активном сопротивлении $\dot{I}r_s$.

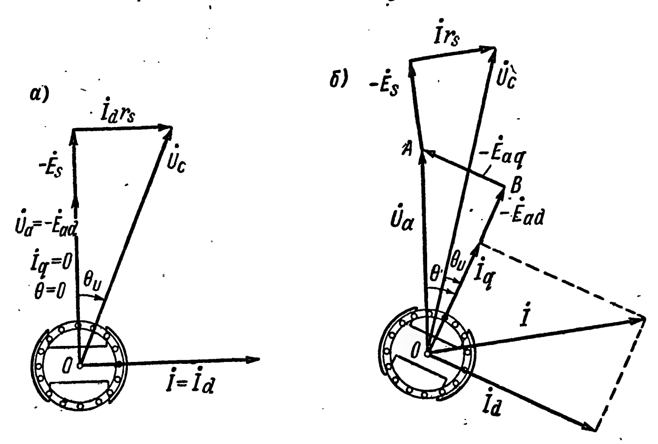


Рис. 5-5. Векторная диаграмма синхронного реактивного двигателя: *а* — при холостом ходе; *б* — при нагрузке

Стрелки на векторах направлены так, что последние изображают составляющие приложенного напряжения $\dot{U}_c$. Чтобы получить векторы индуктированных э. д. с., надо изменить направление стрелок на противоположное.

Потребляемый из сети ток $\dot{I}$ согласно теории двух реакций равен сумме продольного тока $\dot{I}_d$ и поперечного $\dot{I}_q$. Как показано на рис. 5-5, *б*, первый отстает на угол $\frac{\pi}{2}$ от составляющей напряжения

$$-\dot{E}_{ad}=j\dot{I}_d x_{ad},$$

а второй на тот же угол от

$$-\dot{E}_{aq}=j\dot{I}_q x_{aq},$$

здесь x_{ad} и x_{aq} — индуктивные сопротивления реакции якоря по продольной и поперечной осям.

Обозначим через $\dot{U}_a$ напряжение, уравновешивающее первую гармонику э. д. с., которая индуктируется в статоре потоком реакции якоря

$$\dot{U}_a=-\left(\dot{E}_{ad}+\dot{E}_{aq}\right)=j\dot{I}_d x_{ad}+j\dot{I}_q x_{aq}. \quad (5\text{-}2)$$

Временной угол θ между векторами $\dot{U}_a$ и $-\dot{E}_{ad}$ определяет в электрических градусах величину пространственного угла смещения оси полюсов ротора относительно оси магнитного потока. Именно этот угол, называемый иногда «углом рассогласования», имеет большое значение для определения условий работы двигателя в системе синхронной связи.

В соответствии с векторной диаграммой можно написать следующие основные равенства:

$$\dot{U}_c = \dot{U}_a + j\dot{I}x_s + \dot{I}r_s; \qquad (5\text{-}3)$$

$$\dot{I} = \dot{I}_d + \dot{I}_q; \qquad (5\text{-}4)$$

$$-\dot{E}_s = j\dot{I}x_s, \qquad (5\text{-}5)$$

где x_s — индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора.

С изменением нагрузки угол θ между векторами $\dot{U}_a$ и $-E_{ad}$ не остается постоянным.

При идеальном холостом ходе, когда отсутствуют механические потери, продольная ось ротора совпадает с осью полюсов статора (рис. 5-5, *а*); угол $\theta = 0$, потребляемый из сети ток $\dot{I}$ отстает от напряжения $\dot{U}_a$ на угол $\frac{\pi}{2}$.

Угол θ_U между напряжением $\dot{U}_c$ и вектором $-E_{ad}$, как видно из диаграммы, отличается от нуля и не определяет величину пространственного угла смещения ротора. Это необходимо иметь в виду, так как иногда ошибочно принимают, будто угол θ_U, а не угол θ, соответствует углу смещения оси полюсов ротора.

Выведем сначала основные соотношения для идеального случая, когда в электродвигателе отсутствуют потери и поток рассеяния. Для этого условия справедливы равенства $r_s = 0$, $x_s = 0$ и $\dot{U}_c = \dot{U}_a$, т. е. напряжение сети уравновешивается первой гармоникой э. д. с. реакции якоря.

Из $\triangle OAB$ можно определить абсолютные значения продольной и поперечной составляющих тока статора:

$$\left.\begin{aligned} I_d &= \frac{U_a \cos\theta}{x_{ad}}; \\ I_q &= \frac{U_a \sin\theta}{x_{aq}}. \end{aligned}\right\} \qquad (5\text{-}6)$$

Совмещая ось действительных чисел с направлением вектора $\dot{U}_a$ и учитывая, что ток $\dot{I}_q$ отстает от $\dot{U}_a$ на угол θ, а ток $\dot{I}_d$ на угол $\theta + \frac{\pi}{2}$, напишем выражения для токов:

$$\dot{I}_q = I_q \varepsilon^{-j\theta}; \quad \dot{I}_d = I_d \varepsilon^{-j\left(\frac{\pi}{2} + \theta\right)}; \qquad (5\text{-}7)$$

$$\dot{I} = I_q \varepsilon^{-j\theta} + I_d \varepsilon^{-j\left(\frac{\pi}{2} + \theta\right)} \qquad (5\text{-}8)$$

Подставив в равенства (5-7) значения I_d и I_q, согласно (5-6), и учитывая, что

$$\sin\theta = \frac{1}{2}\left[\varepsilon^{j\left(\theta-\frac{\pi}{2}\right)} - \varepsilon^{-j\left(\theta+\frac{\pi}{2}\right)}\right]$$

и

$$\cos\theta = \frac{1}{2}\left(\varepsilon^{j\theta} + \varepsilon^{-j\theta}\right),$$

получаем искомые выражения:

$$\dot I_q = \frac{\dot U_a}{2x_{aq}}\varepsilon^{-j\theta}\left[\varepsilon^{j\left(\theta-\frac{\pi}{2}\right)} - \varepsilon^{-j\left(\theta+\frac{\pi}{2}\right)}\right] =$$

$$= \frac{\dot U_a}{2x_{aq}}\left[\varepsilon^{-j\frac{\pi}{2}} - \varepsilon^{-j\left(\frac{\pi}{2}+2\theta\right)}\right]; \qquad (5\text{-}9)$$

$$\dot I_d = \frac{\dot U_a}{2x_{ad}}\varepsilon^{-j\left(\frac{\pi}{2}+\theta\right)}\left[\varepsilon^{j\theta} + \varepsilon^{-j\theta}\right] =$$

$$= \frac{\dot U_a}{2x_{ad}}\left[\varepsilon^{-j\frac{\pi}{2}} + \varepsilon^{-j\left(\frac{\pi}{2}+2\theta\right)}\right]. \qquad (5\text{-}10)$$

Результирующий ток $\dot I$, согласно выражениям (5-9), (5-10) и (5-4), равен:

$$\dot I = \frac{\dot U_a}{2}\left(\frac{1}{x_{aq}} + \frac{1}{x_{ad}}\right)\varepsilon^{-j\frac{\pi}{2}} - \frac{\dot U_a}{2}\left(\frac{1}{x_{aq}} - \frac{1}{x_{ad}}\right)\varepsilon^{-j\left(\frac{\pi}{2}+2\theta\right)}. \qquad (5\text{-}11)$$

При неизменном значении напряжения $\dot U_a$ и постоянстве параметров x_{ad} и x_{aq} токи $\dot I_q$, $\dot I_d$ и $\dot I$ зависят только от величины угла 2θ.

Как это следует из приведенных выше уравнений, каждый из векторов тока может быть представлен в виде суммы постоянного по величине, не зависящего от нагрузки вектора $\dot N$, который отстает от $\dot U_a$ на угол $\frac{\pi}{2}$, и радиус-вектора $\dot R$, который при изменении угла θ описывает окружность:

$$\dot I = \dot N + \dot R\varepsilon^{-j2\theta}. \qquad (5\text{-}12)$$

Для тока $\dot I_q$

$$\left.\begin{aligned} \dot N_q &= \frac{\dot U_a}{2x_{aq}}\varepsilon^{-j\frac{\pi}{2}}; \\ \dot R_q &= -\frac{\dot U_a}{2x_{aq}}\varepsilon^{-j\frac{\pi}{2}}; \end{aligned}\right\} \qquad (5\text{-}12а)$$

для тока $\dot{I}_d$

$$\left.\begin{aligned} \dot{N}_d &= \frac{\dot{U}_a}{2x_{ad}} \varepsilon^{-j\frac{\pi}{2}}; \\ \dot{R}_d &= \frac{\dot{U}_a}{2x_{ad}} \varepsilon^{-j\frac{\pi}{2}}; \end{aligned}\right\} \tag{5-12б}$$

для тока $\dot{I}$

$$\left.\begin{aligned} \dot{N} &= \frac{\dot{U}_a}{2}\left(\frac{1}{x_{aq}} + \frac{1}{x_{ad}}\right) \varepsilon^{-j\frac{\pi}{2}}; \\ \dot{R} &= -\frac{\dot{U}_a}{2}\left(\frac{1}{x_{aq}} - \frac{1}{x_{ad}}\right) \varepsilon^{-j\frac{\pi}{2}}. \end{aligned}\right\} \tag{5-12в}$$

На рис. 5-6 представлены круговые диаграммы токов $\dot{I}_q$, $\dot{I}_d$ и $\dot{I}$. При $\theta = 0$ поперечная составляющая тока $I_q = 0$, так как $\dot{N}_q + \dot{R}_q = 0$. С увеличением нагрузки радиус-вектор $\dot{R}_q$, двигаясь из точки O в направлении вращения часовой стрелки, описывает окружность OmE, диаметр которой определяется реактивным сопротивлением x_{aq}. Геометрическим местом концов векторов продольной составляющей тока $\dot{I}_d$ является окружность с центром в точке A. Для нее характерным является то, что в исходном положении, при холостом ходе, ток $\dot{I}_{d0}$ имеет максимальное значение, соответствующее диаметру окружности. При увеличении угла θ от нуля до $\frac{\pi}{2}$ конец вектора R_d, двигаясь из точки B, описывает нижнюю полуокружность BnO.

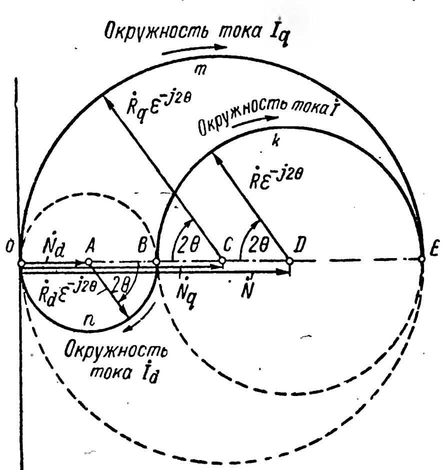


Рис. 5-6. Круговые диаграммы токов $\dot{I}_q$, $\dot{I}_d$ и $\dot{I}$

Поскольку $x_{ad} > x_{aq}$, диаметр окружности тока $\dot{I}_d$ значительно меньше диаметра тока $\dot{I}_q$. Наконец, геометрическим местом точек конца вектора $\dot{I}$ является окружность $B_кE$.

При холостом ходе конец вектора $\dot{I}$ находится в точке B; с изменением угла θ от 0 до $\frac{\pi}{2}$ ток $\dot{I}$ описывает верхнюю полуокруж-

ность, соответствующую режиму работы двигателя. Нижняя полуокружность относится к генераторному режиму.

При холостом ходе, когда угол $\theta = 0$, согласно равенствам (5-9), (5-10) и (5-11), получаем следующие значения токов:

$$\dot{I}_{q0} = 0; \quad \dot{I}_{d0} = \frac{\dot{U}_a}{x_{ad}} \varepsilon^{-j\frac{\pi}{2}} \text{ и } \dot{I}_0 = \dot{I}_{d0} = \dot{I}_m. \tag{5-13}$$

Ненагруженный двигатель потребляет из сети намагничивающий ток $\dot{I}_m$, который равен продольной составляющей $\dot{I}_{d0}$, тогда как поперечная составляющая $\dot{I}_{q0}$ равна нулю. Здесь индекс «0» обозначает режим холостого хода.

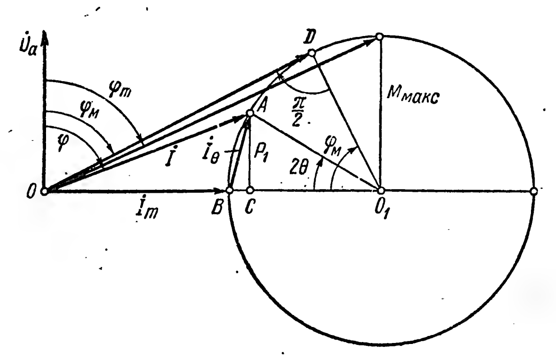


Рис. 5-7. Круговая диаграмма реактивного двигателя при $r_s = 0$ и $x_s = 0$

При заданном напряжении U_a диаметр окружности тока $\dot{I}_q$ определяется, как уже было указано, сопротивлением x_{aq}, окружности тока $\dot{I}_d$ — сопротивлением x_{ad} и окружности тока $\dot{I}$ — сопротивлением x_θ, которое согласно (5-11) равно:

$$x_\theta = \frac{1}{\frac{1}{x_{aq}} - \frac{1}{x_{ad}}} = \frac{x_{ad} x_{aq}}{x_{ad} - x_{aq}}. \tag{5-14}$$

Круговая диаграмма, построенная для тока $\dot{I}$, рис. 5-7, позволяет легко определить все электрические показатели машины.

Подведенная мощность P_1 равна произведению напряжения U_a на активную составляющую тока и на число фаз m_1. Поскольку отрезок $\overline{AC}$ равен $R \sin 2\theta$, то выражение для P_1 приобретает вид:

$$P_1 = m_1 U_a R \sin 2\theta = \frac{mU_a^2}{2x_\theta} \sin 2\theta. \tag{5-15}$$

В рассматриваемом случае электродвигатель не имеет потерь, поэтому его полезная мощность P_2 не отличается от подведенной и определяется тем же равенством (5-15).

При $\theta = 45°$ вращающий момент и полезная мощность достигают максимума

$$P_{2m} = \frac{m_1 U_a^2}{2x_\theta}; \tag{5-16}$$

$$M_m = \frac{P_{2m}}{\omega_1} = \frac{m_1 U_a^2 p}{2\omega_1 x_\theta}. \tag{5-16a}$$

Определим еще выражение для максимального значения коэффициента мощности $\cos\varphi_M$. Обращаясь к рис. 5-7, можно заметить, что при наименьшем угле сдвига $\varphi = \varphi_M$ ток $\dot{I}$ изображается отрезком прямой $\overline{OD}$, являющейся касательной к окружности. Поскольку угол BO_1D равен φ_M, то из $\triangle ODO_1$ непосредственно получаем:

$$\cos\varphi_M = \frac{\overline{O_1D}}{\overline{OB} + \overline{BO_1}} = \frac{R}{I_m + R}.$$

Подставим в полученное равенство значение R и I_m согласно выражениям (5-12, *в*) и (5-13), тогда искомое выражение приобретает вид:

$$\cos\varphi_M = \frac{\dfrac{U_a}{2x_\theta}}{\dfrac{U_a}{x_{ad}} + \dfrac{U_a}{2x_\theta}} = \frac{x_{ad}}{x_{ad} + 2x_\theta}. \tag{5-17}$$

Электрические показатели реактивного двигателя в значительной мере зависят от отношения реактивных сопротивлений по поперечной и продольной осям:

$$\alpha_q = \frac{x_{aq}}{x_{ad}}. \tag{5-18}$$

Выражая $D_к$, P_2, P_{2m} и $\cos\varphi_M$ через α_q, получаем согласно равенствам (5-12, *в*), (5-15), (5-16) и (5-17):

$$D_к = \frac{U_a}{x_{ad}} \frac{1-\alpha_q}{\alpha_q}; \tag{5-19}$$

$$P_2 = \frac{m_1 U_a^2}{2x_{ad}} \frac{1-\alpha_q}{\alpha_q} \sin 2\theta; \tag{5-20}$$

$$P_{2m} = \frac{m_1 U_a^2}{2x_{ad}} \frac{1-\alpha_q}{\alpha_q}; \tag{5-21}$$

$$\cos\varphi_M = \frac{1-\alpha_q}{1+\alpha_q}. \tag{5-22}$$

Чем меньше α_q, тем больше величина максимальной мощности электродвигателя. Если в обычных исполнениях синхронных дви-

гателей α_q равно примерно 0,5, то в современных усовершенствованных конструкциях со слоистым ротором значение α_q удается снизить до 0,2—0,25 и соответственно увеличить мощность в 3—4 раза. При $\alpha_q = 0{,}5$ коэффициент мощности не превышает 0,33, но уже при $\alpha_q = 0{,}2$ значение $\cos\varphi_M$ возрастает до 0,67.

Схема замещения идеального двигателя

С целью определения схемы замещения СРД представим выражение для потребляемого из сети тока $\dot{I}$ в виде суммы тока холостого хода $\dot{I}_m$ и тока $\dot{I}_\theta$, зависящего от угла θ, т. е. от нагрузки [Л. 5-3]:

$$\dot{I} = \dot{I}_m + \dot{I}_\theta. \quad (5\text{-}23)$$

Это равенство по своей структуре напоминает известное в теории трансформаторов и асинхронных машин соотношение, согласно которому ток $\dot{I}$ равен сумме тока холостого хода и зависящего от нагрузки тока $\dot{I}'_2$.

Принимая во внимание, что ток $\dot{I}$ определяется выражением (5-11) и ток $\dot{I}_m$ — равенством (5-13), можно согласно (5-23) написать следующее уравнение для $\dot{I}_\theta$:

$$\dot{I}_\theta = \frac{\dot{U}_a}{2}\left(\frac{1}{x_{aq}} + \frac{1}{x_{ad}}\right)\varepsilon^{-j\frac{\pi}{2}} - \frac{\dot{U}_a}{2}\left(\frac{1}{x_{aq}} - \frac{1}{x_{ad}}\right)\varepsilon^{-j\left(\frac{\pi}{2}+2\theta\right)} -$$

$$- \frac{\dot{U}_a}{x_{ad}}\varepsilon^{-j\frac{\pi}{2}} = \frac{\dot{U}_a}{2x_\theta}\varepsilon^{-j\frac{\pi}{2}}\left(1 - \varepsilon^{-j2\theta}\right). \quad (5\text{-}24)$$

Обозначим через z_θ сопротивление ветви схемы замещения, по которой протекает ток $\dot{I}_\theta$, тогда с учетом (5-24) имеет место следующее равенство:

$$z_\theta = \frac{\dot{U}_a}{\dot{I}_\theta} = \frac{2x_\theta\varepsilon^{j\frac{\pi}{2}}}{1 - \varepsilon^{-j2\theta}}. \quad (5\text{-}25)$$

Выражение в знаменателе $1 - \varepsilon^{-j2\theta}$ можно легко преобразовать, пользуясь известными соотношениями:

$$1 - \varepsilon^{-j2\theta} = 1 - \cos 2\theta + j\sin 2\theta = 2\sin\theta(\sin\theta + j\cos\theta).$$

Умножим числитель и знаменатель равенства (5-25) на $(\sin\theta - j\cos\theta)$, тогда

$$z_\theta = j\,\frac{2x_\theta(\sin\theta - j\cos\theta)}{2\sin\theta} = \frac{x_\theta\cos\theta + jx_\theta\sin\theta}{\sin\theta}.$$

После сокращения дроби на $\sin\theta$ получаем окончательное выражение, определяющее величину z_θ:

$$z_\theta = \frac{x_\theta}{\operatorname{tg}\theta} + jx_\theta. \tag{5-26}$$

Таким образом, приходим к весьма существенному выводу, что сопротивление z_θ состоит из неизменного индуктивного сопротивления x_θ, величина которого определяет диаметр окружности диаграммы тока, и из переменного активного сопротивления, зависящего от $\operatorname{tg}\theta$, т. е. от нагрузки.

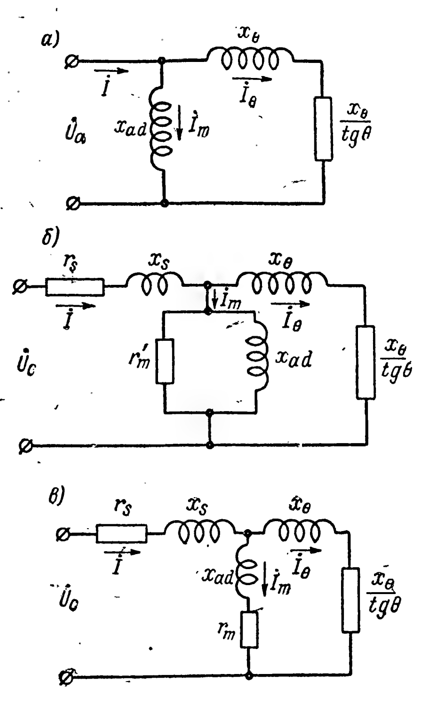


Рис. 5-8. Схемы замещения синхронного реактивного двигателя: *а* — без учета r_s и x_s; *б* — с учетом r_s и x_s и потерь в стали; *в* — то же, но при последовательном соединении сопротивлений в цепи намагничивающего контура

Здесь мы имеем полную аналогию с выражением для приведенного сопротивления вторичной цепи асинхронного двигателя, которое, как известно, имеет вид:

$$z'_2 = \frac{r'_2}{s} + jx'_2.$$

Отличие заключается лишь в том, что активная составляющая сопротивления z_θ зависит от $\operatorname{tg}\theta$, параметра, который определяется величиной угла смещения оси ротора, а активная составляющая сопротивления z'_2 зависит от скольжения s, параметра, который определяется скоростью вращения ротора. Однако это не нарушает общности рассматриваемых выражений, если учесть, что в асинхронном двигателе при изменении нагрузки изменяется скорость вращения, а в синхронном двигателе в аналогичных условиях изменяется величина угла смещения оси полюсов ротора относительно оси магнитного поля.

Поскольку ток $\dot{I}$ согласно (5-23) равен сумме тока холостого хода и тока $\dot{I}_\theta$, то схема замещения, рис. 5-8, *а*, должна состоять из двух параллельных ветвей, одна из которых имеет сопротивление x_{ad} и соответствует намагничивающему контуру, а вторая с сопротивлением z_θ соответствует главному контуру разветвления.

При холостом ходе $\operatorname{tg}\theta = 0$, активное сопротивление $\frac{x_\theta}{\operatorname{tg}\theta}$ становится равным бесконечности, и параллельная ветвь для тока $\dot{I}_\theta$ оказывается разомкнутой. В другом крайнем случае, когда $\theta = \pm\frac{\pi}{2}$, активное сопротивление обращается в нуль, и ток $\dot{I}_\theta$ достигает максимума.

Точные схемы замещения

При анализе машин малой мощности нельзя пренебрегать потерями в статоре, поскольку это может привести к существенной погрешности. Следует также в схеме замещения учесть влияние индуктивного сопротивления x_s.

Обращаясь к уравнению (5-3), видим, что точная схема замещения может быть легко получена, если к разветвлению сопротивлений x_{ad} и z_θ добавить участок $z_s = r_s + jx_s$, через который протекает полный ток $\dot{I}$.

Действительно, эквивалентное сопротивление $z_э$ равно, согласно (5-3),

$$z_э = \frac{\dot{U}_c}{\dot{I}} = \frac{\dot{U}_a + \dot{I}(r_s + jx_s)}{\dot{I}} = \frac{\dot{U}_a}{\dot{I}} + (r_s + jx_s),$$

а сопротивление $\frac{\dot{U}_a}{\dot{I}}$, как уже было показано, равно сопротивлению контура, состоящего из двух параллельно включенных сопротивлений z_θ и x_{ad}. На рис. 5-8, *б* изображена точная Т-образная схема замещения. Для учета потерь в стали в намагничивающий контур параллельно сопротивлению x_{ad} включено активное сопротивление r'_m.

Величина этого сопротивления определяется потерями в стали p_c:

$$r'_m = \frac{m_1 U_a^2}{p_c}. \tag{5-27}$$

Заменяя параллельное соединение сопротивлений в цепи намагничивающего контура на последовательное, получаем схему замещения, представленную на рис. 5-8, *в*. Эквивалентные значения сопротивлений равны:

$$\left.\begin{aligned} r_m &= r'_m \frac{\left(\frac{x_{ad}}{r'_m}\right)^2}{1 + \left(\frac{x_{ad}}{r'_m}\right)^2}; \\ x'_{ad} &= x_{ad} \frac{1}{1 + \left(\frac{x_{ad}}{r'_m}\right)^2}. \end{aligned}\right\} \tag{5-27a}$$

Отношение $\left(\frac{x_{ad}}{r'_m}\right)^2$ мало по сравнению с единицей, поэтому можно принять, что

$$\left.\begin{aligned} r_m &\approx \frac{x_{ad}^2}{r'_m}; \\ x'_{ad} &\approx x_{ad}. \end{aligned}\right\} \tag{5-27б}$$

Таким образом, сопротивление намагничивающего контура становится равным:

$$z_m = r_m + jx_{ad}. \tag{5-28}$$

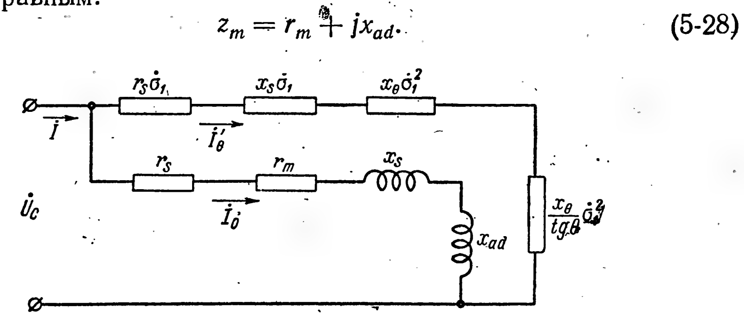


Рис. 5-9. Точная Г-образная схема замещения

В Т-образной схеме замещения ток $\dot{I}_m$, протекающий по намагничивающему контуру, не остается постоянным при изменении нагрузки, поскольку падение напряжения на участке z_s зависит от $\dot{I}$. Изменение напряжения $\dot{U}_a$ отражает то обстоятельство, что магнитный поток в реальной машине не является постоянной величиной.

Построение точной круговой диаграммы и. анализ работы машины удобнее производить, пользуясь Г-образной схемой замещения (рис. 5-9), в которой принимается, что ток холостого хода $\dot{I}_0$ не зависит от нагрузки. Для выполнения этого условия необходимо намагничивающий контур вынести на первичные зажимы.

При холостом ходе ток $\dot{I}_0$, как это следует из рис. 5-8, *в*, равен

$$\dot{I}_0 = \frac{\dot{U}_c}{z_s + z_m}. \tag{5-29}$$

Ток главной цепи разветвления $\dot{I}'_\theta$ в Г-образной схеме замещения должен иметь такую величину, чтобы соблюдалось основное равенство:

$$\dot{I} = \dot{I}_0 + \dot{I}'_\theta. \tag{5-30}$$

Тогда

$$\dot{I}'_\theta = \dot{I} - \dot{I}_0 = \frac{\dot{U}_c}{z_s + \dfrac{z_m z_\theta}{z_m + z_\theta}} - \frac{\dot{U}_c}{z_s + z_m} =$$

$$= \dot{U}_c \left[\frac{z_m + z_\theta}{z_s z_m + z_s z_\theta + z_m z_\theta} - \frac{1}{z_s + z_m} \right] =$$

$$= \dot{U}_c \frac{1}{\left(1 + \dfrac{z_s}{z_m}\right)\left[z_s + z_\theta\left(1 + \dfrac{z_s}{z_m}\right)\right]} = \frac{\dot{U}_c}{z_s \dot{\sigma}_1 + z_\theta \dot{\sigma}_1^2}. \quad (5\text{-}31)$$

Таким образом, сопротивление главного контура в преобразованной схеме замещения равно:

$$z_г = z_s \dot{\sigma}_1 + z_\theta \dot{\sigma}_1^2 = z'_s + z'_\theta, \quad (5\text{-}32)$$

где

$$z'_s = z_s \dot{\sigma}_1; \quad z'_\theta = z_\theta \dot{\sigma}_1^2 \text{ и } \dot{\sigma}_1 = 1 + \frac{z_s}{z_m}. \quad (5\text{-}33)$$

Следовательно, при вынесении намагничивающего контура на первичные зажимы необходимо сопротивление z_s умножить на комплексное число $\dot{\sigma}_1$ и сопротивление z_θ на $\dot{\sigma}_1^2$ (см. рис. 5-9).

Коэффициент $\dot{\sigma}_1$ может быть представлен в показательной форме:

$$\dot{\sigma}_1 = \sigma_1 \varepsilon^{-j\psi}, \quad (5\text{-}34)$$

где модуль σ_1 равен:

$$\sigma_1 = \left| \frac{z_s + z_m}{z_m} \right| = \left| \frac{r_s + r_m + j(x_s + x_{ad})}{r_m + jx_{ad}} \right| =$$

$$= \left| \frac{r_m (r_s + r_m) + x_{ad}(x_s + x_{ad})}{r_m^2 + x_{ad}^2} - j \frac{r_s x_{ad} - r_m x_s}{r_m^2 + x_{ad}^2} \right| =$$

$$= \sqrt{\frac{(r_m + r_s)^2 + (x_s + x_{ad})^2}{r_m^2 + x_{ad}^2}}. \quad (5\text{-}35)$$

Аргумент комплексного числа $\dot{\sigma}_1$ определяется равенством:

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{r_s x_{ad} - r_m x_s}{r_m (r_s + r_m) + x_{ad}(x_s + x_{ad})}. \quad (5\text{-}36)$$

В практике инженерных расчетов целесообразно пользоваться не абсолютными значениями параметров, а их величинами, выраженными в относительных единицах. Это дает возможность существенно упростить расчет и позволяет легко сравнивать различные машины по относительным значениям их параметров.

В качестве базисной величины примем главное сопротивление намагничивающего контура x_{ad}. Тогда относительные значения ак-

тивного сопротивления обмотки статора α_r, сопротивления α_c, соответствующего потерям в стали, и реактивного сопротивления потока рассеяния α_x определятся следующими равенствами:

$$\alpha_r = \frac{r_s}{x_{ad}}, \quad \alpha_c = \frac{r_m}{x_{ad}} \text{ и } \alpha_x = \frac{x_s}{x_{ad}}. \tag{5-37}$$

Подставляя в (5-35) и (5-36) значения α_r, α_c и α_x согласно (5-37), получаем в относительных единицах окончательные выражения для σ_1 и $\operatorname{tg}\psi$:

$$\left.\begin{aligned} \sigma_1 &= \sqrt{\frac{(\alpha_r + \alpha_c)^2 + (1 + \alpha_x)^2}{1 + \alpha_c^2}}; \\ \operatorname{tg}\psi &= \frac{\alpha_r - \alpha_c \cdot \alpha_x}{1 + \alpha_x + \alpha_r \alpha_c + \alpha_c^2}. \end{aligned}\right\} \tag{5-38}$$

Если пренебречь потерями в стали, то выражения (5-35), (5-36) и (5-38) существенно упрощаются и принимают вид:

$$\left.\begin{aligned} \sigma_1 &= \sqrt{\frac{r_s^2 + (x_s + x_{ad})^2}{x_{ad}^2}} = \sqrt{\alpha_r^2 + (1 + \alpha_x)^2}; \\ \operatorname{tg}\psi &= \frac{r_s}{x_s + x_{ad}} = \frac{\alpha_r}{1 + \alpha_x}. \end{aligned}\right\} \tag{5-38a}$$

Подставляя $\dot{\sigma}_1$ согласно равенству (5-34) в выражение (5-31) для $\dot{I}'_\theta$, получаем:

$$\dot{I}'_\theta = \frac{\dot{U}_c}{z_s \sigma_1 \varepsilon^{-j\psi} + z_\theta \sigma_1^2 \varepsilon^{-j2\psi}} = \frac{\dot{U}_c \varepsilon^{j2\psi}}{z_s \sigma_1 \varepsilon^{j\psi} + z_\theta \sigma_1^2}. \tag{5-39}$$

Обозначим сопротивление, соответствующее знаменателю равенства (5-39), через $z_{\theta\psi}$ и выделим в нем отдельно активную и реактивную составляющие. Учитывая равенства (5-39), (5-35), (5-26) и принимая во внимание, что $\sigma_1 \varepsilon^{j\psi}$ является сопряженным числом по отношению к числу $\dot{\sigma}_1$, получаем:

$$\begin{aligned} z_{\theta\psi} &= (r_s + jx_s)\left[\frac{r_m(r_s + r_m) + x_{ad}(x_s + x_{ad})}{r_m^2 + x_{ad}^2} + j\,\frac{r_s x_{ad} - r_m x_s}{r_m^2 + x_{ad}^2}\right] + \\ &+ \left(\frac{x_\theta}{\operatorname{tg}\theta} + jx_\theta\right)\frac{(r_s + r_m)^2 + (x_s + x_{ad})^2}{r_m^2 + x_{ad}^2} = \\ &= \left(r'_s + \frac{x'_\theta}{\operatorname{tg}\theta}\right) + j\left(x_s + x'_\theta\right), \end{aligned} \tag{5-40}$$

где приведенные значения сопротивлений r'_s, x'_s и x'_θ равны:

$$\left.\begin{aligned} r'_s &= r_s k_{r1}; \\ x'_s &= x_s k_{x1}; \\ x'_\theta &= x_\theta k_{x2}. \end{aligned}\right\} \qquad (5\text{-}41)$$

Здесь коэффициенты k_{r1}, k_{x1} и k_{x2} определяются следующими соотношениями:

$$k_{r1} = 1 + \frac{\alpha_c}{\alpha_r} \frac{\alpha_r^2 + \alpha_x^2}{1 + \alpha_c^2}; \qquad (5\text{-}42)$$

$$k_{x1} = 1 + \frac{1}{\alpha_x} \frac{\alpha_r^2 + \alpha_x^2}{1 + \alpha_c^2}; \qquad (5\text{-}43)$$

$$k_{x2} = \frac{(\alpha_r + \alpha_c)^2 + (1 + \alpha_x)^2}{1 + \alpha_c^2}. \qquad (5\text{-}44)$$

Если пренебречь потерями в стали, то получаются следующие упрощенные выражения:

$$\left.\begin{aligned} k_{r1} &= 1; \\ k_{x1} &= 1 + \frac{\alpha_r^2 + \alpha_x^2}{\alpha_x}; \\ k_{x2} &= \alpha_r^2 + (1 + \alpha_x)^2. \end{aligned}\right\} \qquad (5\text{-}45)$$

Подставляя в (5-39) значение $z_{\theta\psi}$ согласно (5-40), получаем окончательное выражение для тока главного контура преобразованной Г-образной схемы замещения:

$$\dot{I}'_\theta = \frac{\dot{U}_c \varepsilon^{j2\psi}}{\left(r'_s + \dfrac{x'_\theta}{\operatorname{tg}\theta}\right) + j\left(x'_s + x'_\theta\right)}. \qquad (5\text{-}46)$$

Приведенный анализ позволяет установить, что главный контур преобразованной Г-образной схемы замещения состоит из результирующего активного сопротивления $r_к$ и реактивного $x_к$, соответственно равных:

$$\left.\begin{aligned} r_к &= r'_s + \frac{x'_\theta}{\operatorname{tg}\theta}; \\ x_к &= x'_s + x'_\theta. \end{aligned}\right\} \qquad (5\text{-}47)$$

Следовательно, преобразованная Г-образная схема замещения двигателя должна состоять из намагничивающего контура, к которому подведено напряжение $\dot{U}_c$, и из главного контура, к зажи-

мам которого приложено напряжение $\dot{U}_c \varepsilon^{j2\psi}$ (рис. 5-10, *а*). При этом общий ток статора $\dot{I}$ согласно (5-30) равен геометрической сумме тока холостого хода $\dot{I}_0$ и тока $\dot{I}'_\theta$.

Поскольку напряжения на зажимах упомянутых контуров отличаются друг от друга, то эти цепи нельзя соединить параллельно, что представляет некоторые неудобства для исследования схемы замещения. Это препятствие можно обойти, если сопротивления главного контура, как показано на рис. 5-10, *б*, умножить на $\varepsilon^{-j2\psi}$. Однако при этом несколько теряется наглядность эквивалентной схемы, поскольку в результате умножения на $\varepsilon^{-j2\psi}$ активные и индуктивные сопротивления превращаются в комплексные величины.

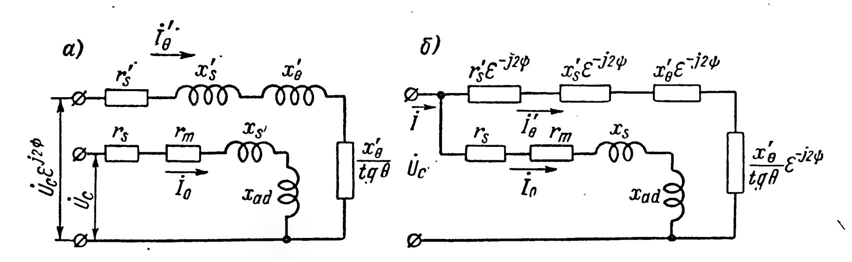


Рис. 5-10. Преобразованная Г-образная схема замещения: *а* — источники питания главного и намагничивающего контуров не совпадают по фазе; *б* — контуры имеют общий источник питания

Следует принять во внимание, что ток $\dot{I}'_\theta$ в цепи главного контура схемы, представленной на рис. 5-10, *а*, и в схеме, изображенной на рис. 5-10, *б*, не отличаются друг от друга, поскольку очевидно, что

$$\dot{I}'_\theta = \frac{\dot{U}_c \varepsilon^{j2\psi}}{z_\theta} = \frac{\dot{U}_c}{z_\theta \varepsilon^{-j2\psi}}.$$

При выполнении расчетов, когда нужно ясно различать участки цепи, соответствующие активным и индуктивным сопротивлениям, предпочтительней пользоваться представленной на рис. 5-10, *а* схемой замещения.

Преобразованная эквивалентная Г-образная схема, рис. 5-10, *а*, позволяет просто построить точную круговую диаграмму тока в полном соответствии с методом, предложенным акад. М. П. Костенко применительно к асинхронным машинам. При изображении в комплексной плоскости геометрического места токов $\dot{I}'_\theta$ необходимо соответствующие векторы строить в системе координат, повернутой против направления вращения часовой стрелки на угол 2ψ по отношению к системе, принятой для изображения тока намагничивающего контура.

Точная круговая диаграмма, позволяющая учесть влияние активного сопротивления и индуктивного сопротивления потока рассеяния, может быть легко построена согласно Г-образной схеме замещения, представленной на рис. 5-10, *а*. В этой схеме только одно сопротивление главной цепи является переменной величиной, зависящей от $\mathrm{tg}\,\theta$, а остальные параметры, пренебрегая влиянием насыщения, считаются постоянными. Поэтому для построения диаграммы можно использовать известные методы, разработанные применительно к круговым диаграммам асинхронных машин.

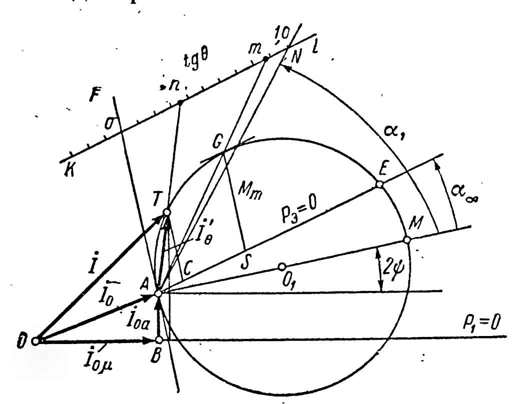


Рис. 5-11. Точная круговая диаграмма синхронного реактивного двигателя

Из начала координат откладываем отрезок $\overline{OA}$, соответствующий вектору тока холостого хода I_0 (рис. 5-11). Его можно легко построить, зная активную I_{0a} и реактивную $I_{0\mu}$ составляющие этого тока. Отложим по оси абсцисс отрезок $\overline{OB}$, соответствующий в выбранном масштабе $I_{0\mu}$, и проведем перпендикулярно к нему отрезок $\overline{BA}$, изображающий I_{0a}.

Положение вектора $\dot{I}_0$ отвечает идеальному холостому ходу. Если построить вектор тока по данным опыта холостого хода, то конец этого вектора расположится на круговой диаграмме выше I_0, поскольку реальный электродвигатель в рассматриваемых условиях несет нагрузку, соответствующую механическим потерям. Причем, в отличие от крупных машин, этими потерями нельзя пренебрегать. Следует заметить, что в некоторых случаях механические потери соизмеримы с полезной мощностью. В связи с этим далеко не всегда можно принимать равным нулю смещение оси ротора в опыте холостого хода.

Проведем из точки *A* линию центра диаграммы тока *AM* под углом 2ψ к горизонтали.

Тангенс угла поворота согласно (5-36)—(5-38) определяется выражением:

$$\mathrm{tg}\,2\psi = \frac{2\,\mathrm{tg}\,\psi}{1-\mathrm{tg}^2\,\psi} \approx 2\,\mathrm{tg}\,\psi = 2\,\frac{\alpha_r - \alpha_c\alpha_x}{1+\alpha_c^2+\alpha_c\alpha_r+\alpha_x} \approx$$

$$\approx 2\,\frac{\alpha_r - \alpha_c\alpha_x}{1+\alpha_x}. \qquad (5\text{-}48)$$

Приведенное равенство для $\operatorname{tg} 2\psi$ показывает, что под влиянием потерь в стали угол поворота окружности уменьшается, тогда как возрастание активного сопротивления приводит к увеличению этого угла.

Если $\alpha_r = \alpha_c \alpha_x$, то окружность не будет повернута относительно исходного положения, и, наконец, если $\alpha_r < \alpha_c \alpha_x$, то поворот окружности должен быть произведен в противоположном направлении, т. е. по направлению вращения часовой стрелки.

Диаметр $D_к$ круговой диаграммы в амперах определяется реактивным сопротивлением $x_к$ и, согласно (5-46), равен:

$$D_к = \frac{U_c}{x_к} = \frac{U_c}{x_s' + x_\theta'}. \tag{5-49}$$

Окружность проходит через точку холостого хода. Построим теперь линию электромагнитной мощности. Для этого необходимо определить значение тока $\dot{I}_\theta'$ при $\operatorname{tg}\theta = \pm\infty$, аналогично тому, как в асинхронных двигателях определяют значение тока $\dot{I}_2'$ при скольжении $s = \pm\infty$. Выражение (5-46) при $\operatorname{tg}\theta = \infty$ приобретает вид:

$$\dot{I}_{\theta\infty}' = \frac{\dot{U}_c \varepsilon^{j2\psi}}{r_s' + j\left(x_s' + x_\theta'\right)}. \tag{5-50}$$

Следовательно, линия электромагнитной мощности $P_э = 0$ должна быть повернута относительно исходной линии, проходящей через центр окружности, на угол α_∞; причем тангенс этого угла определяется отношением активного сопротивления к реактивному:

$$\operatorname{tg}\alpha_\infty = \frac{r_s'}{x_s' + x_\theta'} = \frac{r_s'}{x_к}. \tag{5-51}$$

Для определения величины $\operatorname{tg}\theta$ параллельно линии $P_э = 0$ проведена прямая KL — «линия смещения», аналогично тому, как строится линия скольжения в диаграмме асинхронного двигателя.

Если через точку холостого хода A провести перпендикулярно линии центра AM прямую AF, то ее пересечение с линией смещения KL даст точку O, соответствующую $\operatorname{tg}\theta = 0$. Другая характерная точка на линии скольжения, обозначенная через N и отвечающая $\operatorname{tg}\theta = 1$, получается в месте пересечения с лучом AN, который проведен под углом α_1 к линии AM. Поскольку отрезок ON согласно построению соответствует $\operatorname{tg}\theta = 1$, то величина этого отрезка дает масштаб для определения любых значений $\operatorname{tg}\theta$ при различных нагрузках. Угол α_1 можно построить по его тангенсу, который согласно (5-46) равен отношению активной составляющей $z_{0\psi}$ при $\operatorname{tg}\theta = 1$ к реактивной:

$$\operatorname{tg}\alpha_1 = \frac{r_s' + x_\theta'}{x_s' + x_\theta'} = \frac{r_s' + x_\theta'}{x_к}. \tag{5-52}$$

Теперь определим на круговой диаграмме точку G, соответствующую максимальному моменту. Для этого нужно провести параллельно линии $P_э = 0$ касательную к окружности. Отрезок $\overline{GS}$, проведенный перпендикулярно линии центра до прямой $P_э = 0$, равен в выбранном масштабе максимальному моменту M_m.

Пользование круговой диаграммой можно проиллюстрировать на примере. Пусть точка T на окружности соответствует некоторой нагрузке. Тогда отрезок OT соответствует току статора $\dot{I}$; отрезок $\overline{AT}$ определяет ток $\dot{I}'_\theta$; отрезок On, отсекаемый на линии смещения прямой, являющейся продолжением тока $\dot{I}'_\theta$, определяет величину $\operatorname{tg}\theta$; перпендикуляр, опущенный из точки T на ось абсцисс, $P_1 = 0$, соответствует подведенной мощности; и, наконец, прямая TC, проведенная из точки T перпендикулярно линии AM до пересечения с линией электромагнитной мощности, является мерой вращающего момента M и механической мощности $P_{мех}$. Обозначим через a масштаб для тока, тогда масштаб w для мощности при фазном значении напряжения U_c определится соотношением:

$$w = m_1 U_c a.$$

Поскольку в роторе нет потерь, то величины механической $P_{мех}$ и электромагнитной мощности равны друг другу. Полезная мощность P_2 меньше электромагнитной мощности на величину механических потерь:

$$P_2 = P_э - p_{мех}, \tag{5-53}$$

где $p_{мех}$ — потери на трение и добавочные потери, покрываемые за счет механической мощности.

Угол смещения θ_m, соответствующий максимальному моменту, становится меньше 45° под влиянием активного сопротивления и индуктивного сопротивления рассеяния, так что $\operatorname{tg}\theta_m < 1$ и $\theta_m < \frac{\pi}{4}$.

Если обратиться к круговой диаграмме, изображенной на рис. 5-11, то можно заметить, что $\operatorname{tg}\theta_m$, измеряемый на линии смещения отрезком Om, не достигает единицы.

Дуга AGE диаграммы тока относится к режиму работы двигателем, а остальная часть окружности — к режиму работы генератором.

Аналитические методы определения электрических характеристик синхронного двигателя

Нередко возникает необходимость определить характеристики электродвигателя, не прибегая к построению круговой диаграммы.

Выведем основные аналитические зависимости, пользуясь схемой замещения. Потери в активном сопротивлении $\frac{x_\theta}{\operatorname{tg}\theta}$ для Т-об-

разной схемы замещения или в сопротивлении $\frac{x'_\theta}{\operatorname{tg}\theta}$ для Г-образной схемы равны друг другу и соответствуют электромагнитной мощности машины

$$P_э = m_1 I_\theta^2 \frac{x_\theta}{\operatorname{tg}\theta} = m_1 I'^2_\theta \frac{x'_\theta}{\operatorname{tg}\theta}. \qquad (5\text{-}54)$$

Равенство потерь в главных ветвях Т-образной и Г-образной схем замещения справедливо, поскольку отношение токов в этих ветвях равно:

$$\frac{\dot I_\theta}{\dot I'_\theta} = \dot\sigma_1,$$

а отношение сопротивлений равно

$$\frac{x'_\theta}{x_\theta} = \dot\sigma_1^2.$$

Подставив в равенство (5-54) значение тока I'_θ согласно (5-46), получим выражение для электромагнитной мощности:

$$P_э = \frac{m_1 U_с^2 \dfrac{x'_\theta}{\operatorname{tg}\theta}}{\left(r'_s + \dfrac{x'_\theta}{\operatorname{tg}\theta}\right)^2 + x_к^2}, \qquad (5\text{-}55)$$

которое дает возможность определить зависимость $P_э$ от $\operatorname{tg}\theta$. Статическая перегрузочная способность электродвигателя зависит от величины максимальной электромагнитной мощности $P_{эm}$.

Существенное значение для определения рабочих характеристик имеет величина угла смещения θ_m, соответствующего максимальному моменту.

Как известно, для отыскания максимума необходимо приравнять нулю первую производную функции:

$$\frac{dP_э}{d\operatorname{tg}\theta} = \frac{-\left[\left(r'_s + \dfrac{x'_\theta}{\operatorname{tg}\theta}\right)^2 + x_к^2\right] m_1 U_с^2 \dfrac{x'_\theta}{\operatorname{tg}^2\theta} +}{\left[\left(r'_s + \dfrac{x'_\theta}{\operatorname{tg}\theta}\right)^2 + x_к^2\right]^2}$$

$$\frac{+ 2 m_1 U_с^2 \dfrac{x'_\theta}{\operatorname{tg}\theta}\left(r'_с + \dfrac{x'_\theta}{\operatorname{tg}\theta}\right)\dfrac{x'_\theta}{\operatorname{tg}^2\theta}}{\left[\left(r'_s + \dfrac{x'_\theta}{\operatorname{tg}\theta}\right)^2 + x_к^2\right]^2} = 0.$$

Отсюда получаем

$$\frac{x'_\theta}{\operatorname{tg}\theta_m} = \pm\sqrt{r_s'^2 + x_\text{к}^2}. \qquad (5\text{-}56)$$

Таким образом, тангенс угла, соответствующий максимальному моменту, равен:

$$\operatorname{tg}\theta_m = \pm\frac{x'_\theta}{\sqrt{r_s'^2 + x_\text{к}^2}} = \pm\frac{x'_\theta}{\sqrt{r_s'^2 + (x'_s + x'_\theta)^2}}. \qquad (5\text{-}57)$$

Из равенства (5-57) непосредственно следует, что только при $r_s=0$ и $x_s=0$ получается $\operatorname{tg}\theta_m=1$; в остальных случаях $\operatorname{tg}\theta_m < 1$.

Зная $\operatorname{tg}\theta_m$, можно определить величину $P_{эm}$. Для этого достаточно подставить в уравнение (5-55) значение $\operatorname{tg}\theta_m$ согласно равенству (5-57):

$$P_{эm} = \pm\frac{m_1 U_\text{с}^2\sqrt{r_s'^2 + x_\text{к}^2}}{\left(r'_s \pm \sqrt{r_s'^2 + x_\text{к}^2}\right)^2 + x_\text{к}^2} =$$

$$= \pm m_1 U_s^2 \frac{\sqrt{r_s'^2 + x_\text{к}^2}}{2\left[\pm r'_s\sqrt{r_s'^2 + x_\text{к}^2} + \left(r_s'^2 + x_\text{к}^2\right)\right]} = \pm\frac{m_1 U_\text{с}^2}{2\left(\pm r'_s + \sqrt{r_s'^2 + x_\text{к}^2}\right)}. \qquad (5\text{-}58)$$

Здесь знак «плюс» соответствует двигательному, а знак «минус» генераторному режиму.

Выражение (5-58) показывает, что максимальная электромагнитная мощность двигателя пропорциональна квадрату напряжения $U_\text{с}^2$ при условии, что параметры машины остаются неизменными. Практически, при повышении напряжения необходимо считаться с насыщением магнитной цепи, возникающим при увеличении индукции, что существенно ограничивает рост максимальной мощности.

Если пренебречь величиной $r_s'^2$ по сравнению с $x_\text{к}^2$ в подкоренном выражении равенства (5-58), то получается упрощенное равенство для $P_{эm}$:

$$P_{эm} = \pm\frac{m_1 U_\text{с}^2}{2(\pm r'_s + x_\text{к})}. \qquad (5\text{-}58\text{a})$$

Максимальный электромагнитный момент пропорционален $P_{эm}$, так как скорость вращения двигателя является постоянной:

$$M_m = \frac{pP_{эm}}{\omega_1} = \frac{p m_1 U_\text{с}^2}{4\pi f_1\left(\pm r'_s + \sqrt{r_s'^2 + x_\text{к}^2}\right)}. \qquad (5\text{-}59)$$

Соответственно упрощенное выражение для M_m имеет вид:

$$M_m = \frac{pm_1U_c^2}{4\pi f_1\left(\pm r_s' + x_к\right)}. \qquad (5\text{-}59а)$$

Максимальный, или, как его часто называют, опрокидывающий момент определяет перегрузочную способность двигателя. Если нагрузочный момент превышает максимальный, то электродвигатель выпадает из синхронизма.

Для обеспечения устойчивой работы в динамическом режиме, при изменении напряжения и нагрузки, к электродвигателю предъявляются требования, чтобы отношение максимального момента к номинальному было не меньше определенной величины, обычно не менее двух. Это требование ограничивает величину номинальной мощности двигателя часто в большей мере, чем пределы, возникающие из необходимости сохранить нагрев обмотки или электрические показатели на нужном уровне. Поэтому увеличение использования двигателя часто связано с изысканием возможности увеличения его опрокидывающего момента.

Для удобства расчета и сравнения параметров различных машин удобнее пользоваться не их абсолютными, а относительными значениями. Обозначим через β_r и β_x относительные значения приведенных сопротивлений:

$$\beta_r = \frac{r_s}{x_\theta'} \text{ и } \beta_x = \frac{x_s'}{x_\theta'}, \qquad (5\text{-}60)$$

тогда выражения для M_m и $\operatorname{tg}\theta_m$ могут быть представлены в следующем виде:

$$M_m = \pm\frac{pm_1U_c^2}{4\pi f_1x_\theta'\left[\pm\beta_r + \sqrt{\beta_r^2 + (1+\beta_x)^2}\right]}; \qquad (5\text{-}61)$$

$$\operatorname{tg}\theta_m = \pm\frac{1}{\sqrt{\beta_r^2 + (1+\beta_x)^2}}. \qquad (5\text{-}62)$$

Если принять, что активные сопротивления равны нулю, то упомянутые выражения существенно упрощаются:

$$M_m \approx \pm\frac{pm_1U_c^2}{4\pi f_1x_\theta'\left(1+\beta_x\right)}; \qquad (5\text{-}61а)$$

$$\operatorname{tg}\theta_m \approx \pm\frac{1}{1+\beta_x}. \qquad (5\text{-}62а)$$

Равенство (5-62) наглядно показывает, что только при выполнении условия $r_s = 0$ и $x_s = 0$ имеет место равенство $\operatorname{tg}\theta_m = 1$. На это обстоятельство необходимо обратить внимание, так как

часто необоснованно принимают, что угол смещения θ и, в частности, угол θ_m не зависит от x_s.

На рис. 5-12 представлены графики, изображающие зависимость $\operatorname{tg}\theta_m$ от β_r при $\beta_x = 0{,}05$ (кривая *1*) и от β_x при $\beta_r = 0{,}2$ (кривая *2*). Нетрудно заметить, что $\operatorname{tg}\theta_m$ больше зависит от β_x, чем от β_r, т. е. на величину угла смещения θ_m большее влияние оказывает индуктивное сопротивление потока рассеяния, чем активное сопротивление обмотки статора.

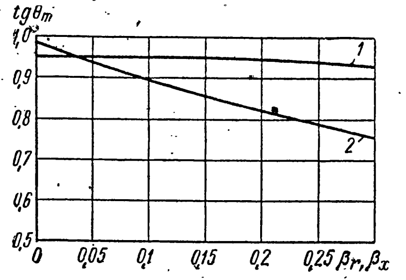


Рис. 5-12. Зависимость тангенса угла смещения ротора при максимальном моменте:

1 — от β_r при $\beta_x = 0{,}05$; *2* — от β_x при $\beta_r = 0{,}2$

Расчет рабочих характеристик двигателя может быть существенно упрощен, если по аналогии с формулой Клосса для асинхронных двигателей вывести выражение для относительных значений момента. С этой целью определим отношение электромагнитной мощности $P_э$ к максимальному значению $P_{эm}$, используя равенства (5-55) и (5-58). При этом в последнем равенстве сохраним только знак «плюс», поскольку имеется в виду режим работы двигателем:

$$\frac{P_э}{P_{эm}} = \frac{M}{M_m} = \frac{2\dfrac{x'_\theta}{\operatorname{tg}\theta}\left(r'_s + \sqrt{r'^2_s + x^2_к}\right)}{\left(r'_s + \dfrac{x'_\theta}{\operatorname{tg}\theta}\right)^2 + x^2_к}. \tag{5-63}$$

Подставляя в (5-63) значение квадратного корня согласно (5-57), имеем:

$$\frac{M}{M_m} = \frac{2\dfrac{x'_\theta}{\operatorname{tg}\theta}\left(r'_s + \dfrac{x'_\theta}{\operatorname{tg}\theta_m}\right)}{\left(\dfrac{x'_\theta}{\operatorname{tg}\theta}\right)^2 + 2r'_s\dfrac{x'_\theta}{\operatorname{tg}\theta} + \left(\dfrac{x'_\theta}{\operatorname{tg}\theta_m}\right)^2} =$$

$$= \frac{2\dfrac{x'^2_\theta}{\operatorname{tg}\theta\operatorname{tg}\theta_m}\left(1 + \dfrac{r'_s}{x'_\theta}\operatorname{tg}\theta_m\right)}{\dfrac{x'^2_\theta}{\operatorname{tg}\theta\operatorname{tg}\theta_m}\left[\dfrac{\operatorname{tg}\theta}{\operatorname{tg}\theta_m} + \dfrac{\operatorname{tg}\theta_m}{\operatorname{tg}\theta} + 2\dfrac{r'_s}{x'_\theta}\operatorname{tg}\theta_m\right]} =$$

$$= \frac{2\left(1 + \dfrac{r'_s}{x'_\theta}\operatorname{tg}\theta_m\right)}{\dfrac{\operatorname{tg}\theta}{\operatorname{tg}\theta_m} + \dfrac{\operatorname{tg}\theta_m}{\operatorname{tg}\theta} + 2\dfrac{r'_s}{x'_\theta}\operatorname{tg}\theta_m}. \tag{5-64}$$

Учитывая соотношения (5-60), получаем окончательное выражение:

$$\frac{M}{M_m} = \frac{2(1+\beta_r \operatorname{tg}\theta_m)}{\frac{\operatorname{tg}\theta}{\operatorname{tg}\theta_m} + \frac{\operatorname{tg}\theta_m}{\operatorname{tg}\theta} + 2\beta_r \operatorname{tg}\theta_m} * . \quad (5\text{-}65)$$

Это равенство позволяет быстро определить зависимость электромагнитного момента от угла смещения.

В идеальном случае, когда двигатель не имеет потерь, справедливы равенства $\beta_r = 0$, $\operatorname{tg}\theta_m = 1$, и равенство (5-65) принимает простой вид:

$$\frac{M}{M_m} = \frac{2}{\operatorname{tg}\theta + \frac{1}{\operatorname{tg}\theta}} = \sin 2\theta \quad (5\text{-}66)$$

или

$$M = M_m \sin 2\theta. \quad (5\text{-}67)$$

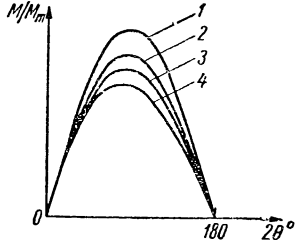


Рис. 5-13. Зависимость вращающего момента от угла 2θ: 1) $\beta_r = \beta_x = 0$; 2) $\beta_r = 0{,}1$; $\beta_x = 0{,}05$; 3) $\beta_r = 0{,}2$; $\beta_x = 0{,}05$; 4) $\beta_r = 0{,}2$; $\beta_x = 0{,}2$

Таким образом, для идеального двигателя, а в первом приближении и для реальных машин, можно принять, что вращающий момент изменяется по синусоидальному закону в зависимости от удвоенного угла смещения, как показано на рис. 5-13.

Для малых значений момента нагрузки, когда угол θ и соответственно $\operatorname{tg}\theta$ малы, пренебрегая $\frac{\operatorname{tg}\theta}{\operatorname{tg}\theta_m}$ и $2\beta_r \operatorname{tg}\theta_m$ по сравнению с членом $\frac{\operatorname{tg}\theta_m}{\operatorname{tg}\theta}$ в равенстве (5-65), можно получить упрощенное выражение для относительных значений моментов, являющееся уравнением прямой линии в зависимости от $\operatorname{tg}\theta$:

$$\left(\frac{M}{M_m}\right)_{\operatorname{tg}\theta \to 0} = \frac{2(1+\beta_r \operatorname{tg}\theta_m)}{\operatorname{tg}\theta_m} \operatorname{tg}\theta. \quad (5\text{-}68)$$

В области устойчивой работы двигателя должно выполняться условие, что увеличение смещения ротора всегда соответствует возрастанию электромагнитной мощности. В этом случае приращение нагрузки уравновешивается увеличением электромагнитного момента. Причем новое состояние равновесия возникает при измененном значении угла θ. Если убрать дополнительную нагрузку, то смещение ротора станет равным исходному значению.

Мерой способности двигателя сохранять синхронизм служит величина удельной синхронизирующей мощности $P_{сн}$, которая равна первой производной от электромагнитной мощности по углу θ.

---

* Формула предложена автором данной главы.

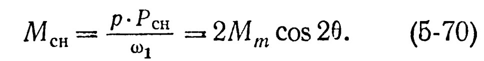
Чем больше величина $P_{сн}$, тем значительней усилие, стремящееся вернуть ротор в исходное положение. Не внося большой погрешности, можно с целью упрощения принять, что

$$P_э = P_{эm} \sin 2\theta,$$

тогда

$$P_{сн} = \frac{dP_э}{d\theta} = 2P_{эm} \cos 2\theta. \qquad (5\text{-}69)$$

Соответственно удельный синхронизирующий момент $M_{сн}$ равен:



$$M_{сн} = \frac{p \cdot P_{сн}}{\omega_1} = 2M_m \cos 2\theta. \qquad (5\text{-}70)$$

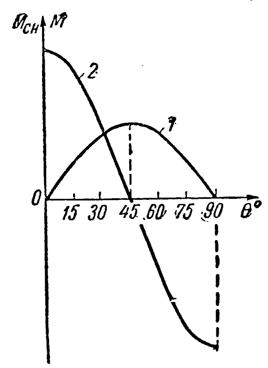


Рис. 5-14. Зависимость вращающего момента M (кривая 1) и удельного синхронизирующего момента $M_{сн}$ (кривая 2) от угла θ

Как показано на рис. 5-14, $M_{сн}$ достигает максимума при $\theta = 0$. В области устойчивой работы $M_{сн}$ сохраняет положительный знак. Когда вращающий момент достигает максимума, удельный синхронизирующий момент падает до нуля.

При дальнейшем увеличении угла θ вращающий момент M уменьшается, и удельный синхронизирующий момент становится отрицательным, что характеризует неустойчивую область работы. Для того чтобы при изменении нагрузки избежать больших колебаний угла смещения ротора, необходимо ограничить заданную область изменения вращающего момента линейным (точнее, близким к линейному) участком кривой $M = f(\theta)$. При выполнении этого условия значение удельного синхронизирующего момента, как показано на рис. 5-14, мало отличается от максимума.

5-3. Асинхронный режим синхронного реактивного двигателя при симметричном питании

Пуск синхронного двигателя осуществляется непосредственно включением в сеть переменного тока. Поскольку ротор снабжен короткозамкнутой клеткой, то процесс пуска в первом приближении происходит так же, как в асинхронных машинах.

Индуктируемые в короткозамкнутой клетке ротора токи взаимодействуют с результирующей волной магнитного потока и создают вращающий момент M_a, который, преодолевая момент нагрузки, разгоняет ротор.

При малых скольжениях электродвигатель втягивается в синхронизм под действием реактивного момента. Таким образом, реактивный синхронный двигатель, как правило, не нуждается ни в каких вспомогательных приспособлениях, используемых в про-

цессе пуска, и при правильно выбранных параметрах автоматически втягивается в синхронизм.

Несмотря на то, что процессы пуска синхронного реактивного и асинхронного двигателей имеют много общего, их нельзя отождествлять, поскольку имеются и существенные особенности асинхронного режима синхронного двигателя, которые возникают вследствие неравенства параметров ротора по его продольной и поперечной осям.

В общем случае необходимо учитывать как магнитную асимметрию, вызываемую неравномерной проводимостью воздушного зазора, так и электрическую.

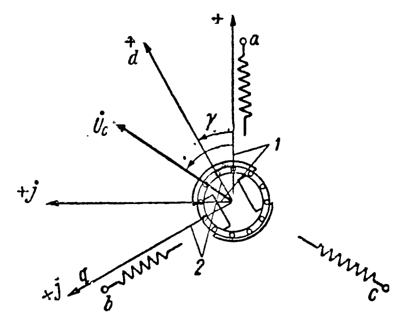


Рис. 5-15. Неподвижная (*1*) и вращающаяся (*2*) системы координат

Последняя имеет меньшее значение для реактивного двигателя, поскольку при конструировании беличьей клетки принимают меры к тому, чтобы часть клетки, расположенная в междуполюсном пространстве, по возможности, мало отличалась от другой части, расположенной в выступах ротора. В частности, с каждой стороны ротора предусматривается общее короткозамыкающее кольцо, которое надежно соединяет все стержни беличьей клетки, расположенные как в пазах полюсов, так и в пазах междуполюсного пространства.

Магнитная асимметрия ротора вызывает появление обратновращающейся волны магнитного поля и приводит к возникновению пульсации вращающего момента и к искажению кривой моментов при половинной скорости вращения.

Перейдем к рассмотрению асинхронного режима работы двигателя, ротор которого имеет различную проводимость по продольной и поперечной осям полюсов [Л. 5-10]. К фазе a симметричной трехфазной обмотки приложено синусоидальное напряжение $\dot{U}_c$, которое в неподвижной системе координат статора может быть представлено вращающимся вектором

$$\dot{U}_c = U_c \varepsilon^{j\omega_1 t}. \tag{5-71}$$

При этом принято, что вещественная линия упомянутой системы координат совпадает с осью фазы a (рис. 5-15).

Допустим, что имеется вращающаяся система координат, неподвижная по отношению к ротору. Вещественная линия совмещена с продольной осью полюса, а мнимая — с поперечной. Обозначим через γ угол между вещественными осями неподвижной и вращающейся системы координат, тогда выражение для $\dot{U}_c$ в новой системе координат принимает вид:

$$\dot{U}_{cR} = \dot{U}_c \varepsilon^{-j\gamma}. \tag{5-72}$$

Поскольку ротор электродвигателя вращается с некоторым скольжением s относительно волны магнитного поля, движущейся со скоростью ω_1 (в электрических градусах), то выражение для угла γ принимает вид:

$$\gamma = (1 - s)\,\omega_1 t + \gamma_0, \tag{5-73}$$

где γ_0 — значение угла при $t = 0$.

Подставляя (5-73) в (5-72), получаем выражение для $\dot{U}_{cR}$ в системе координат ротора:

$$\dot{U}_{cR} = \dot{U}_c \varepsilon^{j\omega_1 t} \varepsilon^{-j[(1-s)\omega_1 t + \gamma_0]} = U_c \varepsilon^{j(s\omega_1 t - \gamma_0)}. \tag{5-74}$$

Учет магнитной асимметрии проще всего выполнить, переходя от трехфазной системы напряжений к двухфазной, с осями d и q.

Как показывает равенство (5-74), вектор напряжения $\dot{U}_{cR}$ вращается с угловой скоростью $s\omega_1$. Мгновенные значения напряжения по оси d определяются как проекции вектора $\dot{U}_{cR}$ на ось d. Таким образом, получается, что к фиктивной обмотке статора, ось которой совпадает с осью d и которая, следовательно, является неподвижной относительно продольной оси ротора, приложено синусоидальное напряжение $\dot{U}_d$, равное $\dot{U}_{cR}$:

$$\dot{U}_d = \dot{U}_{cR} = U_c \varepsilon^{(s\omega_1 t - \gamma_0)}. \tag{5-75}$$

Это равенство становится очевидным, если принять во внимание, что вещественная ось вращающейся системы координат направлена по оси d.

Проекции вращающегося вектора $\dot{U}_{cR}$ на ось q дают мгновенные значения напряжения по поперечной оси. Максимальное значение по этой оси соответствует моменту времени, когда вектор $\dot{U}_{cR}$ займет положение, совпадающее с осью q.

Обозначим через $\dot{U}_q$ вектор напряжения, приложенного к обмотке статора, ось которой совпадает с осью q; тогда, учитывая что $\dot{U}_q$ отстает во времени от $\dot{U}_d$ на угол $\frac{\pi}{2}$, получаем:

$$\dot{U}_q = -j\dot{U}_d = -jU_c \varepsilon^{j(s\omega_1 t - \gamma_0)}. \tag{5-76}$$

Зная напряжения $\dot{U}_d$ и $\dot{U}_q$, можно приближенно определить токи раздельно по осям d и q, рассматривая цепи ротора как вторичные неподвижные обмотки трансформатора, к которым подведено напряжение, пульсирующее с частотой $s\omega_1$. Равенства для напряжений $\dot{E}_d$ на зажимах намагничивающего контура по продольной оси и $\dot{E}_q$ по поперечной приобретают вид:

$$\left.\begin{aligned} \dot{E}_d s &= \dot{I}_d \left(r_{Rd} + jx_{Rd} s\right); \\ \dot{E}_q s &= \dot{I}_q \left(r_{Rq} + jx_{Rq} s\right), \end{aligned}\right\} \tag{5-77}$$

здесь r_{Rd} и r_{Rq} — активные сопротивления обмотки ротора соответственно по оси d и q, приведенные к обмотке статора;

x_{Rd} и x_{Rq} — реактивные сопротивления рассеяния ротора по оси d и по оси q при частоте сети, приведенные к обмотке статора.

Если разделить на s равенства (5-77) и решить их относительно токов, то получаются выражения, аналогичные широко используемым в теории асинхронных машин:

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_d &= \frac{\dot{E}_d}{jx_{Rd} + \frac{r_{Rd}}{s}}; \\ \dot{I}_q &= \frac{\dot{E}_q}{jx_{Rq} + \frac{r_{Rq}}{s}}. \end{aligned}\right\} \tag{5-78}$$

Рис. 5-16. Схемы замещения при асинхронном режиме
а — для оси d; *б* — для оси q

Напряжения $\dot{E}_d$ и $\dot{E}_q$ можно определить, вычитая из $\dot{U}_d$ и $\dot{U}_q$ падения напряжения в первичной обмотке, вызываемые токами $\dot{I}_d$ и $\dot{I}_q$, протекающими по цепи статора:

$$\left.\begin{aligned} \dot{E}_d &= \dot{U}_d - \dot{I}_d (r_s + jx_s); \\ \dot{E}_q &= \dot{U}_q - \dot{I}_q (r_s + jx_s). \end{aligned}\right\} \tag{5-79}$$

Эквивалентные схемы для оси d и оси q, построенные в соответствии с уравнениями (5-78) и (5-79), изображены на рис. 5-16. Эти схемы идентичны известным схемам замещения асинхронных машин.

Обозначая входную проводимость схемы для оси d через Y_d и для оси q через Y_q, получаем выражения для определения токов:

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_d &= \dot{U}_d Y_d = U_c \varepsilon^{j(s\omega_1 t - \gamma_0)} Y_d = \dot{U}_{cR} Y_d; \\ \dot{I}_q &= \dot{U}_q Y_q = -jU_c \varepsilon^{j(s\omega_1 t - \gamma_0)} Y_q = -j\dot{U}_{cR} Y_q. \end{aligned}\right\} \tag{5-80}$$

Проводимости при скольжении $s = 1$ могут быть определены экспериментально, если к фазе статора подвести переменное на-

пряжение и измерить ток в положении, когда ось фазы совпадает с продольной осью ротора (Y_d), и в положении, когда с осью фазы совпадает поперечная ось (Y_q). Переменный ток $\dot{I}_d$ создает волну магнитного поля, ориентированную по продольной оси, а ток $\dot{I}_q$ — волну поля по поперечной оси ротора. Поскольку эти токи не равны друг другу по абсолютной величине и сдвиг между ними по фазе отличается от 90°, то в результате получается несимметричная двухфазная система н. с., которая создает вращающееся эллиптическое поле.

В отличие от кругового поля, которое может быть представлено одним неизменным по абсолютной величине вращающимся вектором, эллиптическое поле изображается двумя векторами, один из которых вращается в положительном направлении и соответствует прямобегущей волне, а второй движется в противоположном направлении и отвечает обратной волне поля. Складывая эти векторы, получаем один результирующий вектор, амплитуда которого непрерывно изменяется при вращении, так что конец вектора описывает эллипс.

Обозначим эквивалентный результирующему полю ток статора, выраженный в координатах ротора, через $\dot{I}_{cR}$. Амплитуда этого вектора и его положение в пространстве в общем случае однозначно определяются суммой мгновенных значений тока по продольной оси i_d и тока по поперечной оси i_q, так же как результирующее поле машины определяется мгновенными значениями потоков по двум взаимно перпендикулярным осям:

$$\dot{I}_{cR} = i_d + ji_q. \tag{5-81}$$

При этом согласно (5-81) сохраняется условие, что проекции результирующего вектора $\dot{I}_{cR}$ на оси d и q равны мгновенным значениям токов по этим осям.

Учитывая, что мгновенное значение синусоидальной функции равно вещественной части комплекса, изображающего вектор, получаем согласно (5-80) следующие равенства:

$$\left.\begin{aligned} i_d &= U_c Y_d \cos(s\omega_1 t - \gamma_0) = \frac{\dot{I}_d + \hat{I}_d}{2}; \\ i_q &= -jU_c Y_q \cos(s\omega_1 t - \gamma_0) = \frac{\dot{I}_q + \hat{I}_q}{2}, \end{aligned}\right\} \tag{5-82}$$

где $\hat{I}_d$ и $\hat{I}_q$ — векторы, сопряженные соответственно с $\dot{I}_d$ и $\dot{I}_q$.

Следовательно,

$$\hat{I}_d = U_c \varepsilon^{-j(s\omega_1 t - \gamma_0)} \hat{Y}_d \quad \text{и} \quad \hat{I}_q = jU_c \varepsilon^{-j(s\omega_1 t - \gamma_0)} \hat{Y}_q.$$

Подставляя в (5-81) значения i_d и i_q, получаем:

$$\dot{I}_{cR} = \frac{\dot{I}_d + \hat{I}_d}{2} + j\frac{\dot{I}_q + \hat{I}_q}{2}. \tag{5-82a}$$

Сопряженный вектор тока равен произведению сопряженного вектора напряжения на сопряженную проводимость, следовательно:

$$\left.\begin{aligned} \hat{I}_d &= \hat{U}_d \hat{Y}_d; \\ \hat{I}_q &= \hat{U}_q \hat{Y}_q. \end{aligned}\right\} \tag{5-83}$$

Согласно равенствам (5-75) и (5-76) имеем:

$$\left.\begin{aligned} \hat{U}_d &= U_c \varepsilon^{-j(s\omega_1 t-\gamma_0)} = \dot{U}_{cR} \varepsilon^{-j2(s\omega_1 t-\gamma_0)}; \\ \hat{U}_q &= jU_c \varepsilon^{-j(s\omega_1 t-\gamma_0)} = j\dot{U}_{cR} \varepsilon^{-j2(s\omega_1 t-\gamma_0)}. \end{aligned}\right\} \tag{5-84}$$

Подставляя в (5-82) значения $\dot{I}_d$, $\dot{I}_q$ согласно (5-80), $\hat{I}_d$ $\hat{I}_q$ соответственно (5-83) и (5-84), получаем следующее выражение для $\dot{I}_{cR}$:

$$\dot{I}_{cR} = \dot{U}_{cR}\left[\frac{Y_d+Y_q}{2} + \frac{\hat{Y}_d-\hat{Y}_q}{2}\varepsilon^{-j2(s\omega_1 t-\gamma_0)}\right]. \tag{5-85}$$

Теперь не представляет труда, перейдя к неподвижным координатам статора, получить уравнение для тока $\dot{I}_c$. Для этого достаточно подставить в полученное равенство (5-85) вместо $\dot{U}_{cR}$ величину $\dot{U}_c$:

$$\dot{I}_c = \dot{U}_c\left[\frac{Y_d+Y_q}{2} + \frac{\hat{Y}_d-\hat{Y}_q}{2}\varepsilon^{-j2(s\omega_1 t-\gamma_0)}\right]. \tag{5-86}$$

Окончательный вид выражение для тока статора примет после подстановки в него равенства (5-71) для $\dot{U}_c$:

$$\dot{I}_c = U_c\left[\frac{Y_d+Y_q}{2}\varepsilon^{j\omega_1 t} + \frac{\hat{Y}_d-\hat{Y}_q}{2}\varepsilon^{-j[(2s-1)\omega_1 t-2\gamma_0]}\right]. \tag{5-87}$$

Это выражение дает возможность установить, что ток статора $\dot{I}_c$ состоит из двух слагаемых $\dot{I}_{c1}$ и $\dot{I}_{c2}$. Первая составляющая $\dot{I}_{c1}$ имеет амплитуду, определяемую полусуммой проводимостей схем замещения для продольной и поперечной осей двигателя, и соответствует прямобегущей волне поля, индуктирующей в статоре частоту f_1. Другая составляющая $\dot{I}_{c2}$ индуктирует в статоре частоту f_1 $(2s—1)$ и соответствует обратнобегущей волне поля. Амплитуда этой волны определяется полуразностью проводимостей.

В случае гладкого симметричного ротора, когда $Y_d = Y_q$, обратнобегущая волна н. с. обращается в нуль. Ток $\dot{I}_{c2}$, имеющий частоту $— f_1 (2s—1)$, замыкается через сеть, причем по отношению к этой составляющей сеть представляет короткозамкнутый контур. При скольжении $s = 0{,}5$ частота тока $\dot{I}_{c2}$ равна нулю. Если $s > 0{,}5$, частота отрицательна, а если $s < 0{,}5$, то она меняет знак и становится положительной. Это явление аналогично одноосному эффекту в асинхронных двигателях с однофазным ротором.

При малых отклонениях от половины синхронной скорости ток $\dot{I}_{c2}$ имеет малую частоту. Вступая во взаимодействие с обратновращающимся полем ротора, он создает дополнительный вращающий момент, который складывается с основным вращающим моментом при $n < \frac{n_1}{2}$ и вычитается из него при $n > \frac{n_1}{2}$. При этом кривая моментов искажается. В ней, как показано на рис. 5-17, появляется провал, который может затруднить разгон двигателя, если минимальное значение пускового момента становится близким по величине нагрузочному моменту.

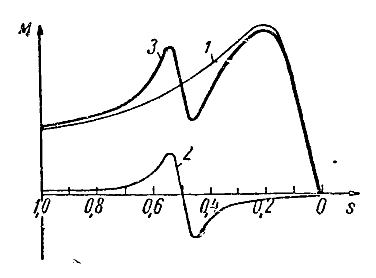


Рис. 5-17. Кривая моментов синхронного реактивного двигателя в процессе пуска:

1 — среднее значение момента; *2* — момент инверсной составляющей; *3* — результирующая кривая

Схемы замещения, представленные на рис. 5-16, дают возможность построить круговые диаграммы, соответствующие асинхронному режиму работы. Согласно уравнениям (5-75) и (5-76) надо принять, что на входные зажимы эквивалентных схем для осей d и q подается одно и то же напряжение U_c. Для того чтобы намагничивающий ток сделать независимым от скольжения, вынесем намагничивающий контур на входные зажимы эквивалентной схемы. Как известно,

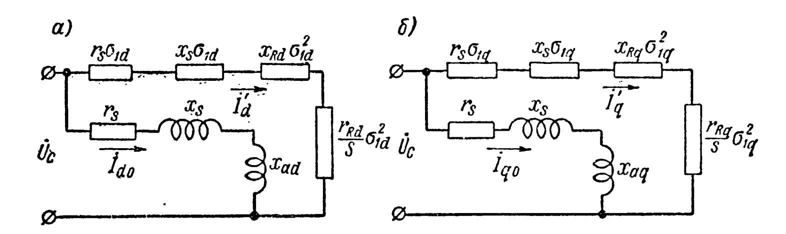


Рис. 5-18. Г-образные схемы замещения при асинхронном режиме: *а* — для оси d; *б* — для оси q

при этом необходимо сопротивление z_s умножить на коэффициент

$$\sigma_1 = 1 + \frac{Z_s}{Z_m},$$

а вторичные сопротивления на σ_1^2.

Преобразованные схемы замещения без учета потерь в стали представлены на рис. 5-18. Поскольку сопротивления намагничивающих контуров по продольной и поперечной осям не равны друг

другу, то соответственно отличаются и коэффициенты приведения σ:

$$\left.\begin{aligned}\sigma_{1d} &= 1 + \frac{Z_s}{jx_{ad}} = 1 + \frac{x_s - jr_s}{x_{ad}} = \frac{x_d}{x_{ad}} - j\frac{r_s}{x_{ad}};\\ \sigma_{1q} &= \frac{x_q}{x_{aq}} - j\frac{r_s}{x_{aq}}.\end{aligned}\right\} \quad (5\text{-}88)$$

При этом $\sigma_{1q} > \sigma_{1d}$, так как $x_{aq} < x_{ad}$.

Круговые диаграммы для осей d и q, построенные в общей системе координат, изображены на рис. 5-19. Ток холостого хода $\dot{I}_{d0}$ по оси d меньше, чем $\dot{I}_{q0}$ по оси q. Диаметры окружностей D_d для продольной оси и D_q для поперечной определяются, по общим пра-

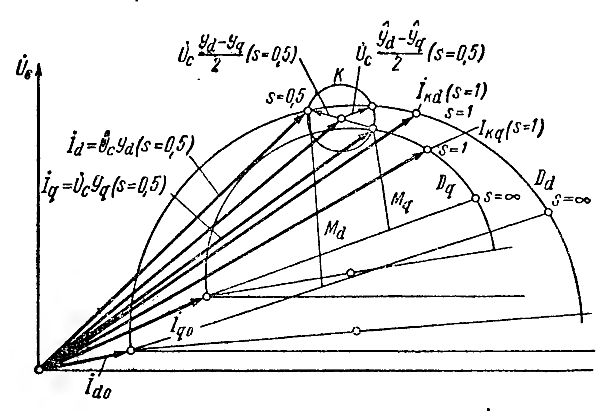


Рис. 5-19. Круговая диаграмма асинхронного режима работы реактивного двигателя

вилам, значениями реактивного сопротивления разветвления соответствующих эквивалентных схем. Построение диаграмм произведено известным методом [Л. 5-1]. Поскольку первичная цепь содержит относительно большое активное сопротивление, то векторы $\dot{I}_{d0}$ и $\dot{I}_{q0}$ имеют заметную активную составляющую. Окружности диаграмм тока повернуты против направления вращения часовой стрелки, так как коэффициент σ является комплексным числом.

Построив шкалы скольжения для окружностей d и q, можно определить при любом значении скольжения среднее значение тока и момента. В качестве примера на рис. 5-19 дано определение тока и момента при $s = 0,5$.

Малая окружность K имеет радиус R_K, по абсолютной величине равный полуразности токов $|\dot{I}_d|$ и $|\dot{I}_q|$:

$$R_K = \left|\frac{\dot{I}_d - \dot{I}_q}{2}\right| = \left|U_c \frac{Y_d - Y_q}{2}\right|.$$

Поскольку модуль разности сопряженных проводимостей равен модулю разности проводимостей, то согласно (5-87) имеет место равенство:

$$R_K = |I_{c2}| = \left| \frac{\hat{I}_d - \hat{I}_q}{2} \right| = \left| U_c \frac{\hat{Y}_d - \hat{Y}_q}{2} \right|. \tag{5-89}$$

Отсюда можно сделать вывод, что радиус малой окружности соответствует модулю инверсной составляющей тока $\dot{I}_{c2}$.

В рассматриваемой комплексной плоскости векторы тока $\dot{I}_d$ и $\dot{I}_q$, вращающиеся с угловой скоростью ω_1, как это обычно принято, изображены неподвижными. Поэтому надо представить, что концы векторов тока $\dot{I}_{c2}$ описывают окружность K, вращаясь со скоростью $2\omega_1 s$ по направлению движения часовой стрелки.

Вращающие моменты M_d по оси d и M_q по оси q измеряются отрезками, проведенными перпендикулярно исходному диаметру окружности от конца вектора тока до линии электромагнитной мощности. Среднее значение вращающего момента:

$$M_a = \frac{M_d + M_q}{2}. \tag{5-90}$$

Среднее значение момента M_a можно определить и аналитически из схемы замещения (см. рис. 5-18) по величине мощности, выделяемой в активных сопротивлениях вторичного контура r''_{Rd} и r''_{Rq}:

$$M_a = \frac{m_1 p \left[I_d'^2 \frac{r''_{Rd}}{s} + I_q'^2 \frac{r''_{Rq}}{s} \right]}{2\omega_1}, \tag{5-91}$$

где I'_d и I'_q — токи в главной ветви разветвления преобразованной схемы замещения для оси d и для оси q;

r''_{Rd} и r''_{Rq} — приведенные значения активных сопротивлений:

$$r''_{Rd} = r'_{Rd} |\sigma_{1d}|^2;$$

$$r''_{Rq} = r'_{Rq} |\sigma_{1q}|^2. \tag{5-92}$$

Вхождение в синхронизм

Втягивание в синхронизм в конце процесса пуска должно быть осуществлено в течение весьма короткого промежутка времени, соответствующего части периода изменения тока. Поскольку значение реактивного момента сравнительно невелико, то условия вхождения в синхронизм существенно ограничивают величину допустимой нагрузки при заданном суммарном моменте инерции двигателя и привода. Чем меньше момент инерции и скольжение в конце процесса пуска и чем больше реактивный синхронный момент, тем более благоприятные условия возникают для синхронизации.

Точное определение динамики процесса втягивания в синхронизм является сложной задачей, требующей решения нелинейных дифференциальных уравнений. Ее решение может быть существенно упрощено, если принять, как это обычно имеет место, что скольжение весьма мало и реактивный синхронный момент является синусоидальной функцией медленно изменяющегося угла θ.

При упрощенном рассмотрении процесса принимается, что асинхронный момент можно не учитывать в зоне скоростей, близких к синхронной [Л. 5-8]. С учетом этого допущения принимаем, что на ротор действуют постоянный по величине момент сопротивления ($-M_0$), который может быть изображен в виде прямой, параллельной оси абсцисс, и реактивный момент M, являющийся согласно равенству (5-67) синусоидальной функцией угла θ, рис. 5-20.

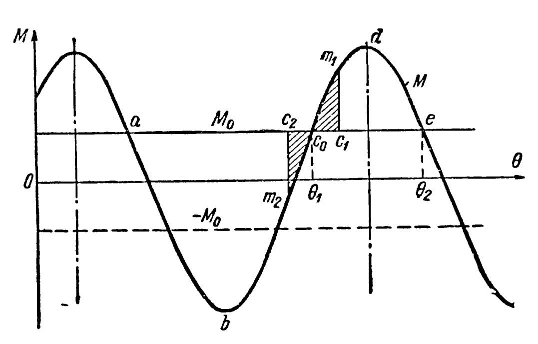


Рис. 5-20. К определению условий вхождения в синхронизм синхронного реактивного двигателя

Избыточный или динамический момент вращения $M_у$, вызывающий ускорение ротора, равен сумме упомянутых моментов:

$$M_у = M - M_0 = M_m \sin 2\theta - M_0. \quad (5\text{-}93)$$

Проведем на рис. 5-20 параллельно оси абсцисс прямую M_0, изображающую момент двигателя, затрачиваемый на преодоление момента сопротивления ($-M_0$). Тогда, приняв эту прямую за новую ось абсцисс, можно относительно нее непосредственно отсчитать значения динамического момента. Участок c_0de кривой моментов, расположенный над прямой M_0, соответствует той части периода, в которой происходит ускорение ротора, а участок кривой abc_0, расположенный ниже этой прямой, соответствует части периода, где происходит торможение.

При вращении угол θ непрерывно изменяется и соответственно периодически происходит то ускорение, то замедление ротора. Поэтому скорость двигателя и скольжение не остаются постоянными. Полный цикл изменения скорости происходит на протяжении одного полюсного деления, следовательно, частота колебаний равна удвоенной частоте сети.

В точке c_0, определяющей конец тормозного участка кривой моментов, динамический момент равен нулю. Обозначим скольжение, соответствующее этой точке, через s_1. При дальнейшем увеличении угла θ скорость возрастает под влиянием положительного избыточного момента и, если ротор не вошел в синхронизм, сколь-

жение уменьшается до минимального значения s_2 в точке e, где динамический момент снова обращается в нуль.

Следует заметить, что если синхронизация не произошла на участке кривой c_0de, то двигатель вообще не сможет достигнуть синхронной скорости, поскольку на тормозном участке скольжение возрастает. Чем больше скольжение в точке c_0, тем большее отставание в скорости нужно преодолеть ротору и, следовательно, тем труднее ему войти в синхронизм.

Если ротор достигнет синхронной скорости на участке c_0de, например, в точке m_1, то затем под влиянием избыточного момента ротор начнет двигаться со сверхсинхронной скоростью в направлении уменьшения угла θ к точке c_0, где избыточный момент становится равным нулю.

Теперь представим себе, что процесс происходит в условиях, когда отсутствует демпфирующее влияние короткозамкнутой клетки. В этом случае ротор не сможет остановиться в точке c_0 и пройдет ее со скольжением $-s_1$, т. е. со скольжением, равным исходному значению по абсолютной величине, но отличающимся от него по знаку. Ротор снова достигнет синхронной скорости, но уже в точке m_2, положение которой определяется условием, что заштрихованные площади $c_0m_1c_1$ и $c_0m_2c_2$ должны быть равны друг другу. Физически это условие означает, что энергия, накопленная ротором в процессе ускорения, равна энергии, отдаваемой им при торможении. В результате возникает колебательный процесс, и ротор должен попеременно занимать положения, соответствующие точкам m_1 и m_2.

Практически у микродвигателей колебания быстро затухают благодаря асинхронным моментам, и ротор вскоре устанавливается в положении, соответствующем точке c_0, т. е. в точке, где вращающий момент двигателя и момент сопротивления, создаваемый нагрузкой, взаимно уравновешиваются.

Найдем теперь для заданного момента инерции J и максимального реактивного момента M_m предельное значение скольжения $s_п$, при котором еще обеспечивается вхождение в синхронизм.

Заметим, что относительная угловая скорость ротора, соответствующая скольжению $s_п$, равна $\frac{s_п\omega}{p}$. Максимально допустимое скольжение ограничивается условием, что в пределе заштрихованная площадь не может превышать участок c_0de кривой моментов.

Обозначим через θ_1 угол, соответствующий точке c_0, и через θ_2 — угол, отвечающий точке e, и примем во внимание, что энергия, запасенная ротором при изменении угла смещения от θ_1 до θ_2, должна быть равна энергии, затраченной на ускорение маховой массы при изменении относительной скорости от исходного значения в асинхронном режиме до нуля при синхронизме. Следовательно,

$$\frac{J}{2}\left(\frac{s_п\omega}{p}\right)^2 = \int\limits_{\theta_1}^{\theta_2} (M_m \sin 2\theta - M_0)\frac{d\theta}{p}. \qquad (5\text{-}94)$$

Отсюда

$$s_п^2 = \frac{2p}{J\omega^2} \int\limits_{\theta_1}^{\theta_2} (M_m \sin 2\theta - M_0) d\theta. \qquad (5\text{-}95)$$

Интегрируя равенство (5-95), получаем:

$$s_п^2 = \frac{2p}{J\omega^2} \left[-\frac{M_m}{2} (\cos 2\theta_2 - \cos 2\theta_1) - M_0 (\theta_2 - \theta_1) \right]. \qquad (5\text{-}96)$$

Поскольку значения реактивного момента для углов θ_1 и θ_2 равны друг другу, то имеет место следующее соотношение:

$$\sin 2\theta_1 = \sin 2\theta_2.$$

Отсюда получаем:

$$2\theta_1 = \pi - 2\theta_2.$$

Следовательно,

$$\cos 2\theta_2 = -\cos 2\theta_1; \qquad (5\text{-}97)$$

$$\theta_2 - \theta_1 = \frac{\pi}{2} - 2\theta_1. \qquad (5\text{-}98)$$

Подставляя (5-97) и (5-98) в (5-96), получаем выражение для определения предельной величины скольжения:

$$s_п^2 = \frac{2pM_m}{J\omega^2} \left[\cos 2\theta_1 - \frac{M_0}{M_m} \left(\frac{\pi}{2} - 2\theta_1 \right) \right]. \qquad (5\text{-}99)$$

Из полученного выражения видно, что значение $s_п$ возрастает с увеличением максимального момента и числа полюсов двигателя и уменьшается с увеличением момента инерции, частоты источника питания и момента сопротивления.

Множитель равенства (5-99), заключенный в квадратные скобки, зависит только от отношения $\frac{M_0}{M_m}$, поскольку угол $2\theta_1$, в свою очередь, определяется согласно равенству (5-67) величиной этого же отношения.

Пусть

$$m_0 = \frac{M_0}{M_m}; \qquad (5\text{-}100)$$

тогда выражение (5-99) принимает вид:

$$s_п^2 = \frac{2pM_m}{J\omega^2} \left[\sqrt{1 - m_0^2} - m_0 \left(\frac{\pi}{2} - \arcsin m_0 \right) \right], \qquad (5\text{-}101)$$

из которого следует, что допустимое значение скольжения уменьшается с увеличением m_0.

Учитывая, что m_0 обычно не превышает 0,5, можно существенно упростить равенство (5-101), без внесения заметной погрешности.

Примем, что угол равен его синусу и что квадратный корень может быть заменен двумя первыми членами разложения в ряд, т. е.

$$\arcsin m_0 \approx m_0$$

и

$$\sqrt{1 - m_0^2} \approx 1 - 0{,}5m_0,$$

тогда упрощенное выражение для $s_п^2$ примет вид:

$$s_п^2 = \frac{2pM_m}{J\omega^2}\left(1 + 0{,}5m_0^2 - 1{,}57m_0\right). \qquad (5\text{-}102)$$

Имея пусковую характеристику, представляющую зависимость асинхронного момента от скольжения, можно определить величину скольжения s_0, соответствующую моменту сопротивления M_0. Тогда критерием для проверки возможности втягивания в синхронизм служит условие, что $s_п > s_0$. Если двигатель должен быть рассчитан для работы при пониженном напряжении сети, то необходимо, чтобы указанное неравенство удовлетворялось в наименее благоприятных условиях, т. е. при минимальном значении напряжения.

5-4. Однофазный синхронный реактивный двигатель

Особенности конструкции, схемы замещения

При относительно больших мощностях наибольшее распространение получили трехфазные синхронные реактивные двигатели. Что касается микромашин, то они чаще всего рассчитываются для питания от однофазной сети. В этом случае они выполняются либо как конденсаторные, либо как однофазные.

Обмотка статора однофазного двигателя обычно выполняется как распределенная, занимая чаще всего обмоточное пространство на протяжении $^2/_3$ полюсного деления. Таким образом, конструктивно она не отличается от трехфазной обмотки, у которой одна из фаз остается не использованной, а две другие соединены последовательно и включены в сеть.

В самых малых микромашинах иногда находят применение сосредоточенные обмотки, расположенные как в машинах постоянного тока на явновыраженных полюсах. Двигатели этого типа выполняются с экранированными полюсами и относятся к другому классу машин. В дальнейшем при рассмотрении однофазных двигателей мы будем иметь в виду только распределенную обмотку, позволяющую получить хотя и пульсирующую во времени, но синусоидально распределенную в пространстве волну магнитного поля. На время пуска включается расположенная под углом 90° дополнительная обмотка, которая вместе с основной создает вращающееся (обычно эллиптическое) магнитное поле.

Пусковая обмотка размещается в пазах, не занятых основной,

рабочей обмоткой. Ротор однофазного двигателя не отличается от трехфазного.

Рассмотрим сначала условия работы однофазного двигателя при синхронной скорости вращения. При питании от однофазной сети переменного тока создается пульсирующая по синусоидальному закону н. с. ,которая, будучи распределена в пространстве по косинусоиде, может быть разложена на две волны, движущиеся во взаимно противоположных направлениях, с амплитудами, равными половине максимальной амплитуды F_m пульсирующей волны (рис. 5-21, *а*):

$$F_m \sin \omega_1 t \cos p\xi = \frac{1}{2} F_m \sin(\omega_1 t - p\xi) + \frac{1}{2} F_m \sin(\omega_1 t + p\xi), \quad (5\text{-}103)$$

где ξ — угловая координата (в радианах) рассматриваемой точки на поверхности статора, считая от оси фазы.

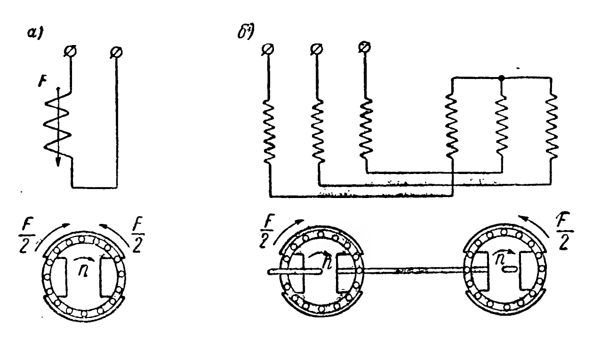


Рис. 5-21. Принцип действия однофазного синхронного реактивного двигателя

Более сложная картина получится при учете пространственных и временных высших гармоник н с., но в первом приближении их влиянием можно пренебречь.

Как показано на рис. 5-21, *б*, однофазный двигатель можно представить замещенным двумя последовательно соединенными трехфазными двигателями, роторы которых имеют общий вал. Составляющая магнитного поля, движущаяся в направлении вращения ротора синхронно с ним, называется прямой, или синхронной волной, а составляющая поля, движущаяся в противоположном направлении, носит название обратной волны. Соответственно, обращаясь к трехфазным эквивалентным двигателям, следует принять, что один из них работает в синхронном режиме, а другой — в асинхронном тормозном режиме. Первый элементарный двигатель является чисто синхронной машиной, в которой при установившемся режиме работы скольжение равно нулю, и поэтому в ней отсутствует трансформаторная связь между бегущей волной и короткозамкнутой беличьей клеткой ротора. Этот двигатель является ведущим. Возникающий в нем реактивный момент расходуется на

преодоление момента нагрузки и тормозного момента, создаваемого вторым элементарным двигателем.

Для однофазного двигателя, образованного из двухфазного, в котором главная фаза занимает половину полюсного деления, схема замещения имеет вид, показанный на рис. 5-22, *б*, где z_1 — сопротивление прямой последовательности и z_2 — сопротивление обратной последовательности.

Появление коэффициента 0,5 при значениях параметров z_1 и z_2 объясняется тем, что ток прямой последовательности I_{A1} (в равной мере ток обратной последовательности I_{A2}) равен половине реального тока I, протекающего по обмотке, рис. 5-22, *а*.

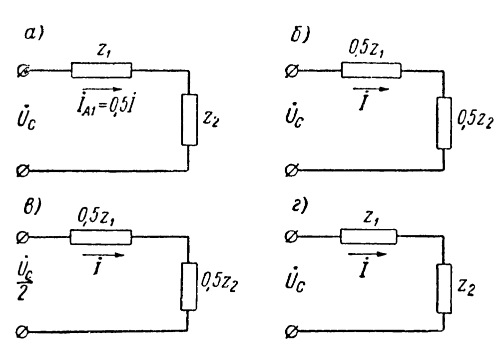


Рис. 5-22. Схемы замещения однофазного двигателя, образованного из двухфазного (*а* и *б*) и из трехфазного (*в* и *г*)

Для однофазного двигателя, образованного из трехфазного, в котором главная фаза занимает две фазные зоны по 60°, напряжение, приходящееся на фазу симметричной трехфазной обмотки, равно 0,5 U_c. Поэтому схема замещения в соответствии с рис. 5-22, *б* принимает вид, показанный на рис. 5-22, *в*. Отсюда получаем окончательный вид эквивалентной схемы, рис. 5-22, *г*, в которую входят фазные значения сопротивлений z_1 и z_2 для симметричной трехфазной обмотки.

Поскольку основным является исполнение, соответствующее фазной зоне 120°, то в дальнейшем мы будем ориентироваться на схему рис. 5-22, *г*. Полученные выводы можно легко распространить и на исполнения с другой шириной фазной зоны.

Рассмотрим развернутую схему замещения для сопротивления обратной последовательности. В отличие от обычной асинхронной машины, используемой в режиме электромагнитного тормоза, в рассматриваемом случае следует учесть магнитную и электрическую асимметрию ротора.

Как было показано выше, эквивалентная схема синхронного двигателя в асинхронном режиме приводится, если пренебречь пульсирующим моментом, к двум параллельно включенным цепям. Одна из них соответствует продольной оси машины, а вторая — поперечной.

Для того чтобы иметь возможность облегчить расчет однофазного двигателя, необходимо, по возможности, упростить рассматриваемую схему замещения. Примем сначала, что активное сопротивление статора r_s и сопротивление рассеяния x_s равны нулю (их

влияние будет в дальнейшем учтено). Тогда, совмещая представленные на рис. 5-16 эквивалентные схемы для осей d и q, получаем схему замещения для элементарного двигателя, ротор которого вращается против поля (рис. 5-23, *а*) [Л. 5-10].

Учитывая, что искомое значение тока $\dot{I}_{c1}$, согласно (5-87), определяется полусуммой проводимостей $\frac{Y_d + Y_q}{2}$, показанные на рисунке сопротивления ветвей умножены на 2.

Нетрудно заметить, что сопротивления намагничивающих контуров, не зависящие от скольжения, целесообразно объединить

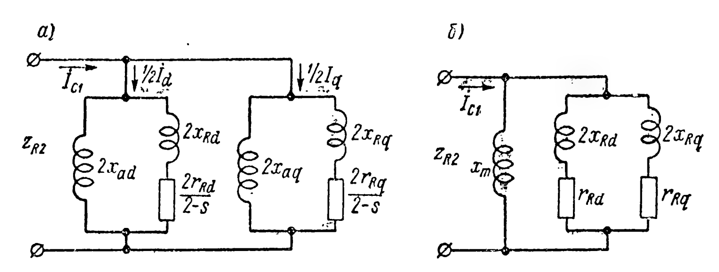


Рис. 5-23. Схемы замещения синхронного двигателя в тормозном режиме при $r_s = 0$ и $x_s = 0$: *а* — скольжение отличается от нуля; *б* — скольжение равно нулю

в одно эквивалентное сопротивление x_m, величина которого равна:

$$x_m = 2\frac{x_{ad}x_{aq}}{x_{ad} + x_{aq}}. \qquad (5\text{-}104)$$

При синхронной скорости вращения, когда $s = 0$, схема приобретает вид, показанный на рис. 5-23, *б*.

Следует отметить, что сопротивления короткозамкнутой клетки малы по сравнению с сопротивлением намагничивающего контура, параллельно которому они включены. Поэтому эквивалентное сопротивление разветвления значительно меньше сопротивления намагничивающего контура. Благодаря демпфирующему влиянию токов ротора, обратное поле значительно уменьшается, в особенности при синхронной скорости, когда $s = 0$ и частота, индуктируемая обратным полем, равна $2\omega_1$.

Если пренебречь активным сопротивлением обмотки ротора и принять, что $x_{Rd} \approx x_{Rq} \approx x_R$, то эквивалентное сопротивление, соответствующее обратной волне н. с., равно:

$$x_{R2} \approx \frac{x_m x_R}{x_m + x_R} \approx \frac{x_R}{\sigma_2} \approx x_R, \qquad (5\text{-}105)$$

где

$$\sigma_2 = \frac{x_m + x_R}{x_m} = 1 + \frac{x_R}{x_m}.$$

В общем случае (когда нельзя пренебрегать активным сопротивлением) можно с целью упрощения дальнейших преобразований привести по общим правилам представленную на рис. 5-23, *б* цепь к эквивалентному сопротивлению Z'_{R2}, равному сумме активного сопротивления r'_{R2} и реактивного x'_{R2}:

$$z'_{R2} = \frac{Z_m Z_{Rd} Z_{Rq}}{Z_m Z_{Rd} + Z_m Z_{Rq} + Z_{Rd} Z_{Rq}} = r'_{R2} + jx'_{R2}, \qquad (5\text{-}106)$$

где

$$Z_{Rd} = r_{Rd} + jx_{Rd}; \quad Z_{Rq} = r_{Rq} + jx_{Rq}; \quad Z_m = jx_m.$$

Рис. 5-24. Упрощенная схема замещения синхронного реактивного двигателя в тормозном режиме: *а*) $r_s = 0$ и $x_s = 0$; *б*) с учетом r_s и x_s

Однако в большинстве случаев, не внося заметной погрешности, можно существенно упростить приведенные выше выражения, а также схему замещения, введя в расчет средние значения активного сопротивления ротора r_R и реактивного x_R:

$$\left. \begin{aligned} r_R &= \frac{r_{Rd} + r_{Rq}}{2}; \\ x_R &= \frac{x_{Rd} + x_{Rq}}{2}. \end{aligned} \right\} \qquad (5\text{-}107)$$

Принимая теперь, что ветви роторных участков содержат одинаковые сопротивления, равные средним значениям, получаем схему замещения, представленную на рис. 5-24, *а* (здесь и далее индекс «с1» при символе тока I опущен для упрощения обозначений).

Для учета падения напряжения на активном и реактивном сопротивлениях обмотки статора элементарного двигателя последовательно с разветвлением, как показано на рис. 5-24, *б*, включен контур $r_s + jx_s$, имея в виду, что такое же сопротивление включено в цепь элементарного двигателя, соответствующего прямому полю.

В результате изложенного имеется возможность представить полную схему замещения однофазного двигателя (рис. 5-25, *а*), соединив последовательно эквивалентные схемы синхронного и асинхронного элементарных двигателей. Сопротивление обмотки

статора представлено на схеме общим активным сопротивлением r_s и реактивным x_s. Разветвление сопротивлений, соответствующих обратнобегущей волне поля, можно согласно (5-106) представить одним сопротивлением Z'_{R2}, которое имеет следующую активную и реактивную составляющие:

$$\left.\begin{aligned} r'_{R2} &= \frac{\dfrac{r_R}{2}}{\left(\dfrac{r_R}{2x_m}\right)^2 + \left(1 + \dfrac{x_R}{x_m}\right)^2} \approx \frac{r_R}{2}; \\ x'_{R2} &= \frac{\dfrac{r_R^2}{4x_m} + x_R\left(1 + \dfrac{x_R}{x_m}\right)}{\left(\dfrac{r_R}{2x_m}\right)^2 + \left(1 + \dfrac{x_R}{x_m}\right)^2} \approx \frac{r_R^2}{4x_m} + x_R. \end{aligned}\right\} \quad (5\text{-}108)$$

Рис. 5-25. Схемы замещения однофазного синхронного двигателя при синхронизме: *а* — до преобразования; *б* — после преобразования

Заметим, что если пренебречь влиянием намагничивающего контура x_m, то выражение для z_{R2} принимает вид:

$$Z'_{R2} \approx \frac{r_R}{2} + jx_R.$$

Теперь, группируя вместе участки схемы, по которым протекает полный ток, получаем схему замещения, отличающуюся от рассмотренной ранее эквивалентной схемы трехфазного двигателя только тем, что к активному сопротивлению обмотки статора $2r_s$ добавилось сопротивление $r'_{R2} \approx \dfrac{r_R}{2}$ и к $2x_s$ прибавилось сопротивление x'_{R2} (рис. 5-25, *б*). Для учета потерь в стали в намагничивающий контур включено сопротивление r_m.

Таким образом, однофазный двигатель можно, согласно упрощенной схеме замещения, рассматривать как трехфазный с увеличенными значениями активного и реактивного сопротивлений в цепи обмотки статора.

Введение добавочных сопротивлений приводит к уменьшению полезной мощности двигателя. Следует еще учесть, что эквивалентный трехфазный двигатель несет дополнительную нагрузку, соответствующую тормозному моменту элементарного «асинхронного двигателя», что, в свою очередь, снижает отдаваемую мощность.

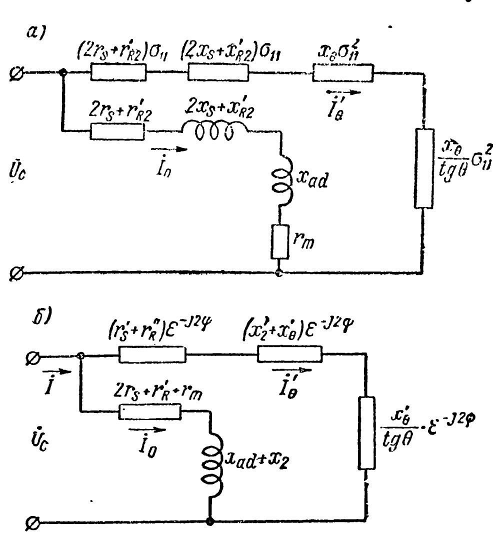


Рис. 5-26

а — схема замещения однофазного синхронного реактивного двигателя с вынесенным на первичные зажимы намагничивающим контуром; *б* — преобразованная Г-образная схема замещения

Изображенная на рис. 5-25, *б* схема замещения показывает, что при изменении нагрузки векторы тока $\dot{I}$ и $\dot{I}_\theta$ описывают окружность. Построение круговой диаграммы и анализ работы однофазного двигателя удобнее производить, пользуясь Г-образной схемой замещения. Преобразование эквивалентной схемы, как показано на рис. 5-26, *а*, сделано в полном соответствии с изложенной выше методикой для трехфазных двигателей.

Коэффициент приведения σ_{11} равен:

$$\sigma_{11} = 1 + \frac{\left(2r_s + r'_{R2}\right) + jx_2}{r_m + jx_{ad}} \approx 1 + \frac{x_2}{x_{ad}}; \tag{5-109}$$

$$x_2 = 2x_s + x'_{R2}. \tag{5-110}$$

Ток холостого хода однофазного двигателя определяется из схемы замещения при разомкнутой главной цепи разветвления:

$$\dot{I}_0 = \frac{\dot{U}_c}{\left(2r_s + r'_{R2} + r_m\right) + j\left(x_2 + x_{ad}\right)}. \tag{5-111}$$

Если принять во внимание, что для трехфазного двигателя ток холостого хода $I_{0(3)}$ определяется фазным значением напряжения:

$$\dot{I}_{0(3)} = \frac{\dot{U}_c}{\sqrt{3}\left(r_s + r_{m(3)} + jx_{ad}\right)},$$

то согласно (5-111) можно прийти к выводу, что величина тока холостого хода в однофазном режиме возрастает приблизительно в $\sqrt{3}$, поскольку сопротивления обратной последовательности r'_{R2} и x_2 относительно невелики.

Ток главной цепи разветвления равен:

$$\dot{I}'_{\theta}=\frac{\dot{U}_c}{\left[\left(2r_s+r'_{R2}\right)\sigma_{11}+\frac{x_\theta}{\operatorname{tg}\theta}\sigma_{11}^2\right]+j\left(x_2\sigma_{11}+x_\theta\sigma_{11}^2\right)}. \qquad (5\text{-}112)$$

Группируя отдельно активные и реактивные сопротивления в знаменателе, в соответствии с равенствами (5-112) и (5-109) получаем выражение для тока I'_0, которое может быть использовано для построения преобразованной схемы замещения:

$$\dot{I}'_{\theta}=\frac{\dot{U}_c\varepsilon^{j2\psi}}{\left(r'_s+r''_{R2}+\frac{x'_\theta}{\operatorname{tg}\theta}\right)+j\left(x'_2+x'_\theta\right)}, \qquad (5\text{-}113)$$

где

$$r'_s=2r_sk_{r1};\quad r''_{R2}=r'_{R2}k_{r1}\approx\frac{r_R}{2};$$

$$x'_s=x_sk_{x1};\quad x''_R=x'_Rk_{x2};\quad x'_2=2x'_s+x''_R.$$

Коэффициенты k_{r1}, k_{x1} и k_{x2} определяются равенствами (5-42)—(5-44), но при этом необходимо иметь в виду, что при вычислении относительных значений сопротивлений α_r и α_x нужно учесть добавочные сопротивления, соответствующие обратному полю, а именно:

$$\alpha_{r1}=\frac{2r_s+r'_{R2}}{x_{ad}};$$

$$\alpha_{x1}=\frac{2x_s+x'_{R2}}{x_{ad}}.$$

Преобразованная Г-образная схема замещения представлена на рис. 5-26, *б*. Она дает возможность в полном соответствии с методами, применяемыми при анализе трехфазных двигателей, произвести расчет рабочей характеристики однофазного двигателя или, построив круговую диаграмму, определить интересующие нас величины графическим путем.

Определим механическую мощность двигателя. Электромагнитная мощность $P_э$ однофазного двигателя равна разности значений мощности ведущего синхронного двигателя $P_{э1}$ и «тормозной асинхронной машины» $P_{э2}$:

$$P_э=P_{э1}-P_{э2}. \qquad (5\text{-}114)$$

Электромагнитная мощность $P_{э1}$ равна потерям, выделяемым током I'_θ в сопротивлении $\frac{x'_\theta}{\operatorname{tg}\theta}$ главной цепи преобразованной схемы замещения, а мощность $P_{э2}$ равна потерям, выделяемым током $\dot{I}$ в сопротивлении $r'_{R2} \approx \frac{r_R}{2}$ (см. рис. 5-25, *б*).

Для удобства пользования эквивалентной схемой обычно делают допущение, что потери, создаваемые первичным током, равны сумме потерь от тока холостого хода и от тока в цепи главного контура разветвления, т. е. принимается следующее равенство:

$$I^2 r'_{R2} \approx I'^2_\theta r''_{R2} + I_0^2 r'_{R2}.$$

Тогда, согласно (5-114), имеем:

$$P_э = I'^2_\theta \frac{x'_\theta}{\operatorname{tg}\theta} - I^2 r'_{R2} \approx I'^2_\theta \left(\frac{x'_\theta}{\operatorname{tg}\theta} - r'_{R2} \right) - I_0^2 r'_{R2}. \qquad (5\text{-}115)$$

Основная составляющая электромагнитной мощности $P'_э$, зависящая от тока I'_θ, после подстановки в (5-115) значения модуля тока I'_θ соответственно равенству (5-113) принимает следующий вид:

$$P'_э = \frac{U_c^2 \left(\frac{x'_\theta}{\operatorname{tg}\theta} - r''_{R2} \right)}{\left(r'_s + r''_{R2} + \frac{x'_\theta}{\operatorname{tg}\theta} \right)^2 + \left(x'_2 + x'_\theta \right)^2}. \qquad (5\text{-}116)$$

Окончательное выражение для электромагнитной мощности однофазного двигателя получится, если в соответствии с равенством (5-115) из $P'_э$ вычесть потери, создаваемые током холостого хода:

$$P_э = P'_э - I_0^2 r'_{R2}. \qquad (5\text{-}115а)$$

Круговая диаграмма однофазного синхронного двигателя

Круговая диаграмма однофазного двигателя может быть построена в соответствии с преобразованной схемой замещения, как показано на рис. 5-27.

Диаметр окружности определяется суммой реактивных сопротивлений:

$$D_к = \frac{U_c}{x'_s + x''_{R2} + x'_\theta}. \qquad (5\text{-}117)$$

Тангенс угла поворота начального диаметра окружности согласно (5-48) равен:

$$\operatorname{tg} 2\psi \approx 2\,\frac{a_{r1} - a_{c1}a_{x1}}{1 + a_{x1}}. \qquad (5\text{-}118)$$

При построении линии электромагнитной мощности необходимо учесть противодействие, создаваемое «асинхронным элементарным двигателем».

Как было показано выше, основная составляющая мощности, затрачиваемой на вращение ротора против поля, равна потерям, выделяемым током I_0' на сопротивлении r_{R2}''. Величина этой мощности может быть просто определена, если на круговой диаграмме в дополнение к линии AF, предназначенной для учета потерь в меди статора, провести линию AE для потерь в роторе.

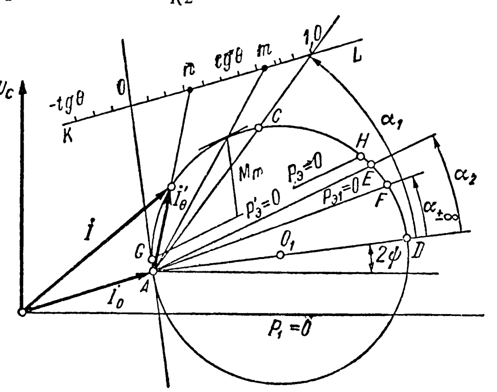


Рис. 5-27. Круговая диаграмма однофазного синхронного реактивного двигателя

Появление на круговой диаграмме линии для учета потерь в роторе не является следствием формального преобразования схемы замещения, а отражает тот физический процесс, что обратное поле создает токи и вызывает потери в короткозамкнутой клетке ротора, как и в асинхронных машинах.

Естественно, что для трехфазного синхронного двигателя при симметричном питании потери в роторе отсутствуют.

Тангенс угла наклона линии электромагнитной мощности $P_э'=0$ определяется суммой двух членов: один из них соответствует линии электромагнитной мощности «ведущего синхронного двигателя» $P_{э1} = 0$ и равен отношению

$$\frac{r_s' + r_{R2}''}{x_s' + x_{R2}'' + x_\theta'},$$

а другой член, равный отношению

$$\frac{r_{R2}''}{x_s' + x_{R2}'' + x_\theta'},$$

учитывает торможение, создаваемое током $\dot{I}_\theta'$ «асинхронного двигателя».

Таким образом, равенство для $\operatorname{tg}' \alpha_\infty = \operatorname{tg} \alpha_2$ приобретает вид:

$$\operatorname{tg}' \alpha_\infty = \frac{\left(r'_s + r''_{R2}\right) + r''_{R2}}{x'_s + x''_{R2} + x'_\theta} = \frac{r'_s + 2r''_{R2}}{x'_2 + x'_\theta}. \qquad (5\text{-}119)$$

Соответственно прямая $\overline{AF}$ на рис. 5-27 является линией $P_{э1} = 0$, а прямая $\overline{AE}$ — линией электромагнитной мощности $P'_э = 0$. Линия GH, соответствующая результирующей электромагнитной мощности, согласно равенству (5-115), проведена параллельно прямой $\overline{AE}$ и удалена от нее на расстоянии, определяемом потерями $I_0^2 r''_R$, создаваемыми током холостого хода.

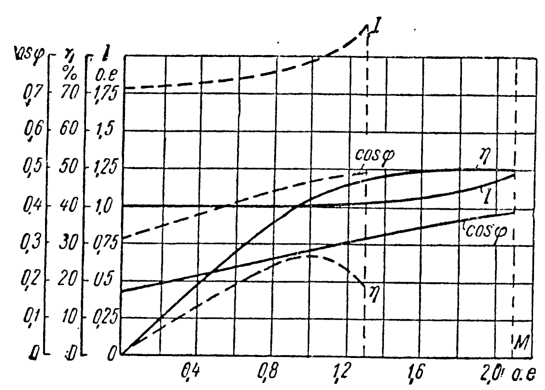


Рис. 5-28. Сравнение результатов испытаний синхронного реактивного двигателя в симметричном двухфазном (сплошными линиями) и однофазном режиме работы (пунктиром)

Для построения прямой $\overline{AC}$, соответствующей $\operatorname{tg} \theta = 1$, необходимо согласно преобразованной схеме замещения определить отношение суммы активных сопротивлений к реактивным в цепи главного контура при упомянутом значении $\operatorname{tg} \theta$:

$$\operatorname{tg} \alpha_1 = \frac{r'_s + r''_{R2} + x'_\theta}{x'_2 + x'_\theta}. \qquad (5\text{-}120)$$

Построение линии смещения KL производится известными методами, как показано на рис. 5-27.

Следует напомнить, что при вычислении полезной мощности двигателя нужно в соответствии с равенством (5-53) отнять от $P_э$ механические потери.

Для наглядного сопоставления характеристик трехфазного и однофазного двигателя на рис. 5-28 представлены результаты испытаний реактивного синхронного двигателя при трехфазном и однофазном питании. Номинальная полезная мощность двигателя при трехфазном питании равна 30 *вт*. Скорость вращения при 50 *гц* составляет 3000 *об/мин*.

Значения мощности, тока и момента представлены в относительных единицах, причем за единицу приняты значения, соответствующие номинальной мощности при трехфазном питании. Характеристики сняты в пределах от холостого хода до момента выпадения из синхронизма, отмеченного на графике вертикальной линией. Из рассмотрения рис. 5-28 видно, что в однофазном режиме ток холостого хода вырос на 78%, а максимальный момент уменьшился почти в два раза.

5-5. Асинхронный режим однофазного синхронного реактивного двигателя

При асинхронном режиме прямобегущее поле наводит в роторе ток, имеющий частоту $s\omega_1$, а обратное поле — частоту $(2-s)\,\omega_1$. Поскольку в отличие от синхронного режима ротор не является неподвижным по отношению к вращающемуся полю, то проводимость воздушного зазора не остается постоянной для прямой и обратной волн н. с. Очевидно, что и в рассматриваемом случае для

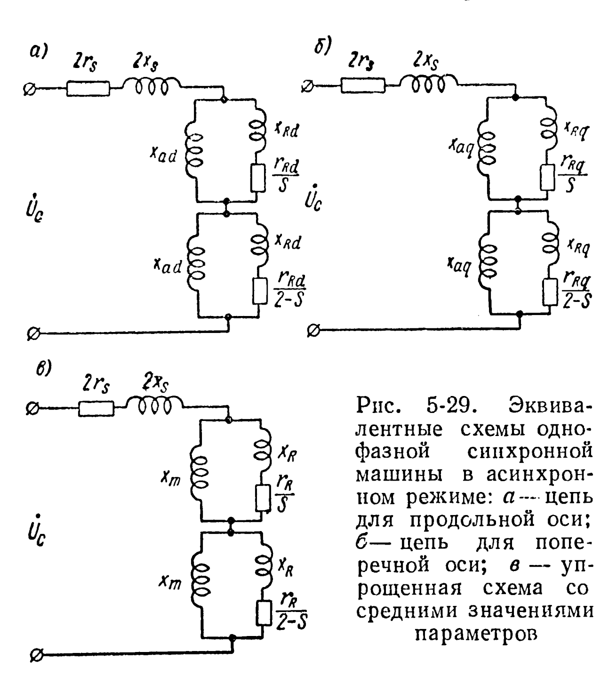


Рис. 5-29. Эквивалентные схемы однофазной синхронной машины в асинхронном режиме: *а* — цепь для продольной оси; *б* — цепь для поперечной оси; *в* — упрощенная схема со средними значениями параметров

прямой волны, как и для трехфазного двигателя, эквивалентная схема сводится к двум схемам замещения: одной для продольной оси и другой — для поперечной. Для обратной волны остаются в силе эти же схемы замещения, если в них вместо значения s подставить величину $2-s$.

Таким образом, синхронный однофазный двигатель в асинхронном режиме рассматривается как два однофазных асинхронных двигателя, один из которых имеет постоянную проводимость воздушного зазора, соответствующую продольной оси, а другой — соответствующую поперечной оси.

Схемы замещения для продольной и поперечной осей представлены на рис. 5-29, *а*, *б*.

Точный анализ [Л. 5-16] показал, что средний асинхронный момент можно определить с достаточной точностью, соединив параллельно входные зажимы схем замещения. Однако согласно этому

же анализу для определения провала в кривой моментов при половинной скорости вращения схемы замещения должны быть соединены последовательно и к зажимам приложено двойное напряжение. В том и другом случае нужно взять полусумму потерь в цепях ротора по осям d и q.

Согласно рис. 5-29, *а*, *б* входное сопротивление z_D и z_Q схем для осей d и q определяется равенствами:

$$z_D = 2r_s + j2x_s + \frac{jx_{ad}\left(\frac{r_{Rd}}{s} + jx_{Rd}\right)}{j(x_{ad} + x_{Rd}) + \frac{r_{Rd}}{s}} + \frac{jx_{ad}\left(\frac{r_{Rd}}{2-s} + jx_{Rd}\right)}{j(x_{ad} + x_{Rd}) + \frac{r_{Rd}}{2-s}}; \qquad (5\text{-}121)$$

$$z_Q = 2r_s + j2x_s + \frac{jx_{aq}\left(\frac{r_{Rq}}{s} + jx_{Rq}\right)}{j(x_{aq} + x_{Rq}) + \frac{r_{Rq}}{s}} + \frac{jx_{aq}\left(\frac{r_{Rq}}{2-s} + jx_{Rq}\right)}{j(x_{aq} + x_{Rq}) + \frac{r_{Rq}}{2-s}}. \qquad (5\text{-}122)$$

Для того чтобы не усложнять расчет, можно во многих случаях с достаточной степенью точности принять упрощающее предположение, что указанные две схемы замещения могут быть объединены в одну с некоторыми средними значениями параметров x_m, r_R и x_R, значения которых определяются выражениями (5-104) и (5-107). В этом случае анализ сводится к рассмотрению свойств эквивалентного однофазного асинхронного двигателя, схема замещения которого представлена на рис. 5-29, *в*. Вращающий момент однофазного двигателя при скольжении $s = 1$ равен нулю, так как равны друг другу сопротивления $\frac{r_R}{s}$ и $\frac{r_R}{2-s}$ в эквивалентной схеме, определяющие величину момента элементарных двигателей. Поскольку характеристики двигателя при пуске, во всяком случае в области больших скольжений, определяются пусковой обмоткой, которая вместе с основной создает вращающееся поле (обычно эллиптическое), то рассматриваемая эквивалентная схема может представить интерес только для области малых скольжений, когда пусковая обмотка выключена.

В схеме замещения для обратной волны можно пренебречь сопротивлением x_m по сравнению с сопротивлением

$$\frac{r_R}{2-s}+jx_R$$

и получить эквивалентную схему, немногим отличающуюся от используемой для трехфазных машин.

Если по общему правилу вынести намагничивающий контур на зажимы, то получим схему, представленную на рис. 5-30, которая дает возможность просто определить величину тока в главной

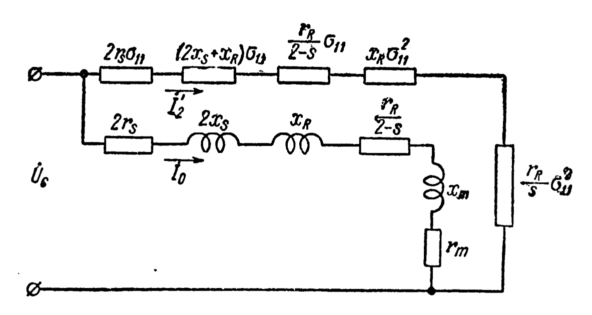


Рис. 5-30. Схема замещения однофазной синхронной машины в асинхронном режиме с вынесенным на первичные зажимы намагничивающим контуром

цепи разветвления $\dot I_2'$ и затем величину механической мощности. Для тока $\dot I_2'$ имеем:

$$\dot I_2'=\frac{\dot U_c}{\left(2r_s\sigma_{11}+\frac{r_R}{2-s}\sigma_{11}+\frac{r_R}{s}\sigma_{11}^2\right)+j\left(2x_s\sigma_{11}+x_R\sigma_{11}+x_R\sigma_{11}^2\right)}. \quad (5\text{-}123)$$

Мощность $P_э$, соответствующая электромагнитному моменту, равна:

$$P_э=P_{э1}-P_{э2}=I_2'^2\frac{r_R\sigma_{11}^2}{s}-I_2'^2\frac{r_R\sigma_{11}}{2-s}=$$

$$=I_2'^2r_R\sigma_{11}\frac{\sigma_{11}(2-s)-s}{s(2-s)}\approx 2I_2'^2r_R\sigma_{11}\frac{1-s}{s(2-s)}. \quad (5\text{-}124)$$

Механическая мощность двигателя $P_{мх}$ связана с электромагнитной мощностью $P_э$ соотношением:

$$P_{мх}=P_э(1-s)-I_0^2\frac{r_R}{2-s}. \quad (5\text{-}125)$$

Подставляя в (5-125) $P_э$ согласно (5-124) и принимая $s^2=0$, получаем окончательное выражение для механической мощности,

справедливое для области малых скольжений:

$$P_{\text{мх}} \approx I_2'^2 r_R \sigma_{11} \frac{1-2s}{s} - I_0^2 \frac{r_R}{2-s}. \qquad (5\text{-}126)$$

Круговая диаграмма для асинхронного режима работы синхронного двигателя может быть построена в соответствии с представленной на рис. 5-30 схемой замещения.

5-6. Конденсаторные синхронные реактивные двигатели

Основные соотношения при уравновешенном режиме работы

Синхронные микродвигатели, рассчитанные для питания от однофазной сети, чаще всего выполняются как конденсаторные, поскольку применение емкости позволяет существенно улучшить

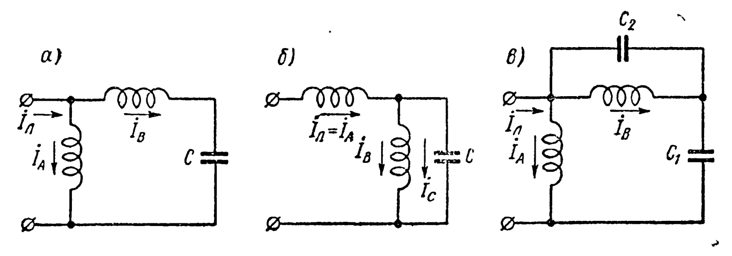


Рис. 5-31. Схемы соединений конденсаторных двигателей

пусковые и рабочие характеристики машины. Обмотка статора обычно выполняется двухфазной с неравными числами витков в фазах.

Наибольшее распространение получила схема соединений, в которой конденсатор включен последовательно с одной из фаз, (рис. 5-31, *а*). Нашла также применение схема с последовательным соединением фаз. При этом конденсатор включается параллельно одной из обмоток (рис. 5-31, *б*). Такое соединение позволяет уменьшить фазное напряжение и соответственно число витков обмотки, что имеет существенное значение для микромашин, поскольку стоимость обмотки снижается при возрастании сечения обмоточного провода. На рис. 5-31, *в* изображена комбинированная схема соединения, в которой используется как последовательное, так и параллельное включение конденсаторов.

Трехфазные двигатели могут быть включены в однофазную сеть в соответствии со схемами, представленными на рис. 5-32. Ротор конденсаторных двигателей не отличается от применяемого в трехфазных машинах.

Рассмотрим наиболее часто применяемую схему соединений, представленную на рис. 5-31, *а*. Емкость конденсатора C, включенного в фазу B, выбирают исходя из того, чтобы получить кру-

говое вращающееся поле при определенном режиме работы двигателя. При изменении параметров двигателя, которое неизбежно происходит вследствие изменения напряжения или нагрузки, поле становится эллиптическим.

Как известно, симметричная двухфазная система питания получается тогда, когда н. с. равны друг другу по величине и сдвинуты во времени и в пространстве на угол $\frac{\pi}{2}$. Последнее требование легко выполняется, так как оси фаз A и B расположены под углом 90°.

Для выполнения первых двух условий необходимо согласовать параметры двигателя и конденсатора. Если симметрия н. с. достиг-

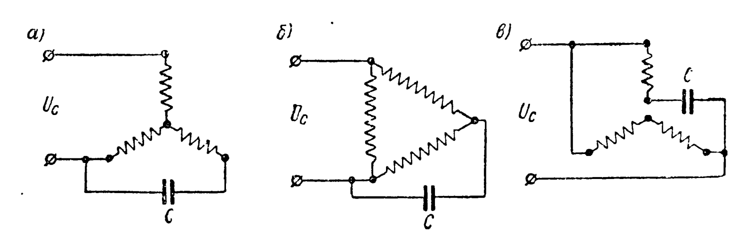


Рис. 5-32. Схемы включения трехфазных двигателей в однофазную сеть

нута, то электродвигатель работает как двухфазный, несмотря на питание от однофазной сети. Такой режим называется уравновешенным.

Электродвигатель в уравновешенном режиме имеет высокие электрические показатели. Благодаря применению емкости коэффициент мощности значительно возрастает, причем потребляемый из сети ток может во времени совпадать с приложенным напряжением или даже опережать его.

Существенным преимуществом конденсаторного двигателя в уравновешенном режиме по сравнению с однофазным является улучшение использования машины, а также и то, что он не создает неприятного шума, вызываемого пульсирующей составляющей магнитного поля.

Определим условия получения уравновешенного режима работы. Обозначим отношение эффективных чисел витков в фазах через k:

$$k = \frac{w_B k_{wB}}{w_A k_{wA}}, \qquad (5\text{-}127)$$

где w_A и w_B — числа витков в фазе A и в фазе B;

k_{wA} и k_{wB} — обмоточные коэффициенты фазы A и B.

Число k часто называют коэффициентом трансформации электродвигателя.

По условиям симметрии н. с., создаваемые фазой A и фазой B, должны быть равны друг другу и смещены на 90°:

$$\dot{I}_B w_B k_{wB} = j\dot{I}_A w_A k_{wA}. \quad (5\text{-}128)$$

Следовательно,

$$\dot{I}_B = j\dot{I}_A \frac{w_A k_{wA}}{w_B k_{wB}} = j\frac{\dot{I}_A}{k}. \quad (5\text{-}129)$$

Покажем, что коэффициент трансформации k и величина емкости C определяются величиной угла φ, соответствующего сдвигу по фазе между током и напряжением при двухфазном симметричном питании и том значении нагрузки, при котором желательно получить уравновешенный режим.

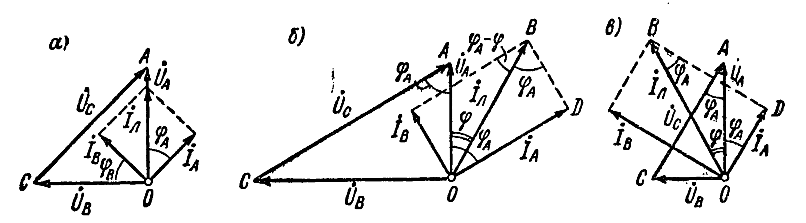


Рис. 5-33. Векторные диаграммы конденсаторного двигателя:

а) $\varphi_A = \frac{\pi}{4}$; *б)* $\varphi_A > \frac{\pi}{4}$; *в)* $\varphi_A < \frac{\pi}{4}$

Векторная диаграмма конденсаторного двигателя для $\varphi_A = \frac{\pi}{4}$ представлена на рис. 5-33, *а*. По условиям симметрии углы отставания тока от напряжения в фазах A и B равны друг другу:

$$\varphi_A = \varphi_B.$$

Активное сопротивление конденсатора r_c весьма мало. Примем, что $r_c = 0$, тогда напряжение на конденсаторе $\dot{U}_c$ должно быть представлено на диаграмме вектором, расположенным под углом 90° к току $\dot{I}_B$.

Из треугольника OAC имеем:

$$\frac{U_B}{U_A} = \operatorname{tg}\varphi_A. \quad (5\text{-}130)$$

С другой стороны, при круговом вращающемся поле отношенис э. д. с. и соответственно напряжений равно отношению чисел витков, следовательно,

$$k = \frac{U_B}{U_A} = \operatorname{tg}\varphi_A. \quad (5\text{-}131)$$

Таким образом, для получения уравновешенного режима необходимо, чтобы коэффициент трансформации k удовлетворял равенству (5-131). Это обстоятельство в существенной мере ограничивает возможность достижения уравновешенного режима, поскольку при изменении нагрузки $\operatorname{tg} \varphi_A$ не остается постоянным.

В рассматриваемом частном случае $\varphi_A = 45°$, $\operatorname{tg} \varphi_A = 1$ и, следовательно, $k = 1$. При этом согласно равенству (5-129) абсолютные значения токов в фазах A и B равны друг другу. В общем случае k отличается от единицы.

На рис. 5-33, *б* представлена диаграмма для $\varphi_A > \frac{\pi}{4}$, а на рис. 5-33, *в* для $\varphi_A < \frac{\pi}{4}$. В первом случае $k > 1$ и соответственно $I_B < I_A$, а во втором $k < 1$ и $I_B > I_A$.

Линейный ток равен геометрической сумме токов $\dot{I}_A$ и $\dot{I}_B$. Учитывая равенства (5-129) и (5-131), получаем:

$$I_л = I_A \sqrt{1 + \frac{1}{k^2}} = \frac{I_A}{\sin \varphi_A}. \qquad (5\text{-}132)$$

Определим теперь значение угла φ, который равен углу сдвига между линейным напряжением U_A и током $I_л$.

Из $\triangle OBD$ (рис. 5-33, *в*) имеем:

$$\varphi + \varphi_A = 90° - \varphi_A,$$

откуда

$$\varphi = 90° - 2\varphi_A; \qquad (5\text{-}133)$$

$$\cos \varphi = \sin 2\varphi_A. \qquad (5\text{-}134)$$

Таким образом, когда $\varphi_A = 45°$, $\cos \varphi = 1$ и линейный ток совпадает с напряжением. Если же $\varphi_A < 45°$, то $\dot{I}_л$ опережает напряжение U, причем угол φ не может быть выбран произвольно, поскольку он определяется выражением (5-132).

Рассмотрим теперь векторную диаграмму для $\varphi_A > \frac{\pi}{4}$. Угол OBD на рис. 5-33, *б* равен φ_A, так как отношение изображающих токи $\dot{I}_A$ и $\dot{I}_B$ отрезков $\overline{OD}$ и $\overline{BD}$, согласно равенствам (5-129) и (5-131), равно $\operatorname{tg} \varphi_A$.

Угол BOD равен $\varphi_A - \varphi$; с другой стороны, из $\triangle OBD$ этот же угол равен $90° - \varphi_A$, следовательно,

$$\varphi_A - \varphi = 90° - \varphi_A;$$

$$\varphi = 2\varphi_A - 90°.$$

Полученное равенство совпадает с (5-133), отличаясь от него только знаком. Если учесть, что отстающему току должен соответст-

вовать угол φ с отрицательным знаком, то следует считать равенство (5-133) общим для вычисления $\varphi_A > 45°$ и $\varphi_A < 45°$, причем в уравнение необходимо подставлять абсолютное значение угла φ_A.

На рис. 5-34 изображены графики, представляющие зависимость k, угла φ и $\cos\varphi$ от $\cos\varphi_A$. Следует отметить, что с уменьшением $\cos\varphi_A$ резко возрастает значение коэффициента трансформации; так, например, при $\cos\varphi_A < 0{,}3$ значение k становится больше 3.

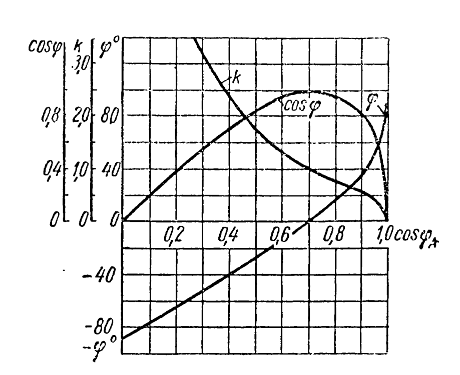


Рис. 5-34. Зависимость угла φ, $\cos\varphi$ и коэффициента трансформации от $\cos\varphi_A$

Напряжение U_c на зажимах конденсатора может быть определено из $\triangle OAC$ (рис. 5-33):

$$U_c = \frac{U_A}{\cos\varphi_A}. \quad (5\text{-}135)$$

Емкость конденсатора зависит от реактивного сопротивления x_c, определяемого соотношением:

$$x_c = \frac{U_c}{I_B}.$$

Учитывая равенства (5-130) и (5-129), получаем:

$$x_c = \frac{1}{\omega C} = \frac{U_A}{I_A}\frac{\operatorname{tg}\varphi_A}{\cos\varphi_A}. \quad (5\text{-}136)$$

Выражая $\operatorname{tg}\varphi_A$ и $\cos\varphi_A$ через k, получаем окончательное выражение для определения величины емкости:

$$C = \frac{I_A 10^6}{\omega U_A k\sqrt{k^2+1}}\,[\text{мкф}]. \quad (5\text{-}137)$$

Потребляемая мощность фазы A и фазы B равны друг другу. Действительно, согласно (5-129) и (5-131) имеем:

$$S_{1A} = U_A I_A; \quad S_{1B} = U_B I_B = U_A k\frac{I_A}{k} = U_A I_A.$$

Соответственно равны и значения активной мощности, поскольку $\cos\varphi_A = \cos\varphi_B$.

Потребляемая из сети полная мощность равна:

$$S_1 = U_л I_л = \frac{U_A I_A}{\sin\varphi_A}. \quad (5\text{-}138)$$

Активная мощность, потребляемая двигателем, согласно выражениям (5-132) и (5-134), равна:

$$P_1 = U_л I_л\cos\varphi = U_A\frac{I_A}{\sin\varphi_A}\sin 2\varphi_A = 2U_A I_A\cos\varphi_A. \quad (5\text{-}139)$$

Как и следовало ожидать, в уравновешенном режиме потребляемая из сети мощность равна удвоенному значению мощности, подведенной к любой из фаз двигателя. Из выражения (5-138) следует, что с увеличением коэффициента мощности $\cos\varphi_A$ существенно возрастает потребляемая из сети реактивная мощность. При $\cos\varphi_A$, близком к единице, полная мощность S_1 стремится к бесконечности. Поэтому в конденсаторных двигателях, в отличие от двигателей других исполнений, не следует существенно повышать фазовое значение коэффициента мощности.

Размеры конденсатора при заданной частоте зависят главным образом от подведенной к нему реактивной мощности Q_c:

$$Q_c = U_c I_B.$$

Подставляя значения U_c и I_B, согласно (5-135) и (5-129), получаем:

$$Q_c = \frac{U_A I_A}{\cos\varphi_A \operatorname{tg}\varphi_A} = \frac{U_A I_A}{\sin\varphi_A} = S_1. \qquad (5\text{-}140)$$

Следовательно, реактивная мощность Q_c равна полной мощности в *ва*, потребляемой двигателем из сети.

Приведенный выше анализ соответствует условию, что объемы меди в фазах равны друг другу и цепь фазы B не содержит добавочного активного сопротивления.

Схемы замещения и графоаналитический метод расчета рабочих характеристик в синхронном режиме

В общем случае, когда режим работы отличается от уравновешенного, фазовые токи и напряжения образуют несимметричную двухфазную систему. Так же, как и при рассмотрении конденсаторных асинхронных микродвигателей, для анализа работы машины можно успешно применить метод симметричных составляющих.

В результате разложения получается система векторов прямой последовательности, имеющая такое же чередование фаз, как у исходной несимметричной системы, и система векторов обратной последовательности. Первая система векторов токов (приведенных к фазе A) образует прямобегущую волну н. с., а вторая — обратнобегущую.

Учитывая, что ротор вращается синхронно с полем, движущимся в ту же сторону, и имеет скольжение $s = 2$ по отношению к полю, движущемуся в противоположном направлении, можно схемы замещения для полных сопротивлений z_{A1}, z_{A2}, z_{B1} и z_{B2} представить так, как показано на рис. 5-35. Здесь схема для сопротивления прямой последовательности z_{A1} фазы A и соответственно для z_{B1} фазы B включает в себя разветвление, состоящее из намагничиваю-

щего контура $z_{mA1}(z_{mB1})$ и главного контура $z_{\theta A}(z_{\theta B})$, где

$$z_{mA1} = r_{mA1} + jx_{adA}; \quad (5\text{-}141)$$

$$z_{mB1} = r_{mB1} + jx_{adB} = k^2 z_{mA1}; \quad (5\text{-}142)$$

$$z_{\theta A} = \frac{x_{\theta A}}{\operatorname{tg}\theta} + jx_{\theta A}; \quad (5\text{-}143)$$

$$z_{\theta B} = \frac{x_{\theta B}}{\operatorname{tg}\theta} + jx_{\theta B} = k^2 z_{\theta A}. \quad (5\text{-}144)$$

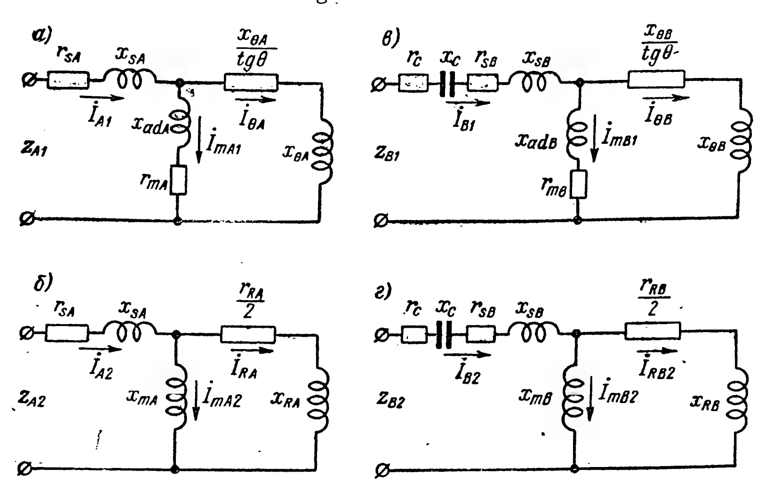


Рис. 5-35. Схемы замещения для синхронного режима работы конденсаторного реактивного двигателя

С изменением нагрузки сопротивления z_{A1} и z_{B1} не остаются постоянными, поскольку они являются функцией угла смещения θ. Эквивалентные схемы для обратной последовательности z_{A2} и z_{B2} построены, ориентируясь на средние значения параметров машины по осям d и q, согласно соображениям, изложенным при рассмотрении однофазного синхронного реактивного двигателя. Соответственно сопротивления намагничивающих контуров z_{mA2} и z_{mB2} и приведенные к статору сопротивления главных контуров разветвления z_{RA2} и z_{RB2} определяются следующими выражениями:

$$z_{mA2} \approx jx_{mA2}; \quad (5\text{-}145)$$

$$z_{mB2} \approx jx_{mB2} = k^2 x_{mA2}; \quad (5\text{-}146)$$

$$z_{RA2} = \frac{r_{RA2}}{2} + jx_{RA2}; \quad (5\text{-}147)$$

$$z_{RB2} = \frac{r_{RB2}}{2} + jx_{RB2} = k^2 z_{RA2}. \quad (5\text{-}148)$$

Поле обратной последовательности существенно ослабляется под влиянием короткозамкнутой клетки ротора, поэтому можно пренебречь потерями в стали для этой составляющей поля и представить, что намагничивающий контур не содержит активного сопротивления.

Сопротивления z_{A2} и z_{B2}, как это видно из рис. 5-35, не зависят от нагрузки и при синхронной скорости вращения являются постоянными величинами для ненасыщенной машины. Это существенно упрощает расчет характеристик синхронного двигателя по сравнению с асинхронным, у которого сопротивления обратной последовательности зависят от скольжения.

Сопротивления прямой последовательности z_{A1} и z_{B1} зависят только от $\operatorname{tg}\theta$.

Напишем основные уравнения для напряжений и токов, позволяющие определить токи прямой и обратной последовательностей $\dot{I}_{A1}$ и $\dot{I}_{A2}$:

$$\dot{U}=\dot{U}_{A1}+\dot{U}_{A2} \quad \text{и} \quad \dot{U}=\dot{U}_{B1}+\dot{U}_{B2}; \tag{5-149}$$

$$\dot{I}_{A}=\dot{I}_{A1}+\dot{I}_{A2} \quad \text{и} \quad \dot{I}_{B}=\dot{I}_{B1}+\dot{I}_{B2}, \tag{5-150}$$

где

$$\dot{U}_{A1}=\dot{I}_{A1}z_{A1}; \quad \dot{U}_{A2}=\dot{I}_{A2}z_{A2}; \tag{5-151}$$

$$\dot{U}_{B1}=\dot{I}_{B1}z_{B1}; \quad \dot{U}_{B2}=\dot{I}_{B2}z_{B2}. \tag{5-152}$$

В левой части выражений (5-149) стоит напряжение сети U,* поскольку напряжения на фазе A и контуре фазы B, согласно принятой схеме соединений, рис. 5-31, a, равны этому напряжению.

В исходной системе ток $\dot{I}_B$ упреждает ток $\dot{I}_A$, поэтому для симметричной двухфазной системы справедливы следующие соотношения между токами:

$$k\dot{I}_{B1}=j\dot{I}_{A1} \quad \text{и} \quad k\dot{I}_{B2}=-j\dot{I}_{A2}. \tag{5-153}$$

После подстановки (5-151), (5-152), (5-153) в (5-149) получаем уравнения:

$$\dot{U}=\dot{I}_{A1}z_{A1}+\dot{I}_{A2}z_{A2}; \tag{5-154}$$

$$\dot{U}=\frac{j}{k}\left(\dot{I}_{A1}z_{B1}-\dot{I}_{A2}z_{B2}\right). \tag{5-155}$$

---

* Здесь и в дальнейшем опускается индекс C при обозначении напряжения сети, так как он используется для обозначения величин, относящихся к емкости C.

Решая их относительно $\dot{I}_{A1}$ и $\dot{I}_{A2}$, получаем выражения для токов прямой и обратной последовательностей:

$$\dot{I}_{A1} = \dot{U}\,\frac{z_{B2} - jkz_{A2}}{z_{A1}z_{B2} + z_{A2}z_{B1}}; \qquad (5\text{-}156)$$

$$\dot{I}_{A2} = \dot{U}\,\frac{z_{B1} + jkz_{A1}}{z_{A1}z_{B2} + z_{A2}z_{B1}}, \qquad (5\text{-}157)$$

которые позволяют в самом общем виде установить искомую связь между напряжением сети и токами симметричных составляющих.

При равных сечениях меди в обмотках A и B и равных обмоточных коэффициентах активные и индуктивные сопротивления фазы B (без емкости) пропорциональны k^2, следовательно, имеют место следующие соотношения:

$$\left.\begin{aligned} z_{B1} &= z_{A1}k^2 + z_c; \\ z_{B2} &= z_{A2}k^2 + z_c. \end{aligned}\right\} \qquad (5\text{-}158)$$

Подставляя (5-158) в (5-156) и (5-157), получаем выражения, которые позволяют произвести расчет токов $\dot{I}_{A1}$ и $\dot{I}_{A2}$ по известным параметрам машины, не прибегая к определению напряжения прямой последовательности $\dot{U}_{A1}$ и обратной $\dot{U}_{A2}$:

$$\dot{I}_{A1} = \dot{U}\,\frac{z_{A2}(k^2 - jk) + z_c}{z_{A1}(2k^2 z_{A2} + z_c) + z_{A2}z_c}; \qquad (5\text{-}159)$$

$$\dot{I}_{A2} = \dot{U}\,\frac{z_{A1}(k^2 + jk) + z_c}{z_{A1}(2k^2 z_{A2} + z_c) + z_{A2}z_c}. \qquad (5\text{-}160)$$

Характер этих зависимостей становится более наглядным, если сгруппировать вместе постоянные параметры и записать выражения в следующем виде:

$$\dot{I}_{A1} = \dot{U}\,\frac{\bar{c}_1}{z_{A1}\bar{c}_3 + \bar{c}_4}; \qquad (5\text{-}161)$$

$$\dot{I}_{A2} = \dot{U}\,\frac{z_{A1}\bar{c}_2 + z_c}{z_{A1}\bar{c}_3 + \bar{c}_4}, \qquad (5\text{-}162)$$

где $\bar{c}_1$, $\bar{c}_2$, $\bar{c}_3$ и $\bar{c}_4$ — постоянные (не зависящие от нагрузки) комплексы:

$$\left.\begin{aligned} \bar{c}_1 &= z_{A2}(k^2 - jk) + z_c; \\ \bar{c}_2 &= k^2 + jk; \\ \bar{c}_3 &= 2k^2 z_{A2} + z_c; \\ \bar{c}_4 &= z_{A2}z_c. \end{aligned}\right\} \qquad (5\text{-}163)$$

Выражения (5-161) и (5-162) ясно показывают, что токи $\dot{I}_{A1}$ и $\dot{I}_{A2}$ при заданном напряжении сети $\dot{U}$ зависят только от переменного сопротивления z_{A1}, поскольку остальные члены уравнения являются постоянными величинами. В свою очередь, зависимость z_{A1} от нагрузки может быть легко установлена согласно схеме замещения для z_{A1}, где при изменении $\operatorname{tg}\theta$ изменяется только активное сопротивление главной ветви разветвления.

Можно показать, что геометрические места векторов тока $\dot{I}_{A1}$ и $\dot{I}_{A2}$ являются окружностями. Действительно, подставляя в равенства (5-161) и (5-162) значение z_{A1}, которое можно легко определить согласно схеме замещения (рис. 5-35, *а*):

$$z_{A1} = \frac{(z_{sA} + z_{mA})\, x_{\theta A} + [z_{sA} z_{mA} + j(z_{sA} + z_{mA})\, x_{\theta A}] \operatorname{tg}\theta}{x_{\theta A} + (z_{mA} + jx_{\theta A}) \operatorname{tg}\theta} =$$

$$= \frac{\overline{a}_1 + \overline{a}_2 \operatorname{tg}\theta}{\overline{a}_3 + \overline{a}_4 \operatorname{tg}\theta}, \qquad (5\text{-}164)$$

где $\overline{a}_1$, $\overline{a}_2$, $\overline{a}_3$ и $\overline{a}_4$ — постоянные комплексы, получаем после несложных преобразований следующие уравнения для токов:

$$\dot{I}_{A1} = \dot{U} \frac{\overline{a}_3 \overline{c}_1 + \overline{a}_4 \overline{c}_1 \operatorname{tg}\theta}{(\overline{a}_1 \overline{c}_3 + \overline{a}_3 \overline{c}_4) + (\overline{a}_2 \overline{c}_3 + \overline{a}_4 \overline{c}_4) \operatorname{tg}\theta}; \qquad (5\text{-}165)$$

$$\dot{I}_{A2} = \dot{U} \frac{(\overline{a}_1 \overline{c}_2 + \overline{a}_3 z_c) + (\overline{a}_2 \overline{c}_2 + \overline{a}_4 z_c) \operatorname{tg}\theta}{(\overline{a}_1 \overline{c}_3 + \overline{a}_3 \overline{c}_4) + (\overline{a}_2 \overline{c}_3 + \overline{a}_4 \overline{c}_4) \operatorname{tg}\theta}. \qquad (5\text{-}166)$$

Как известно, окружность, не проходящая через начало координат, выражается в комплексной плоскости уравнением типа:

$$\dot{I} = \frac{\overline{A} + \overline{B}\lambda}{\overline{C} + \overline{D}\lambda}, \qquad (5\text{-}167)$$

где $\overline{A}$, $\overline{B}$, $\overline{C}$, $\overline{D}$ — постоянные комплексы;
λ — вещественная переменная.

Сопоставляя равенство (5-167) с полученными выражениями для $\dot{I}_{A1}$ и $\dot{I}_{A2}$, нетрудно заметить, что они тождественны. На рис. 5-36 представлены геометрические места, образованные токами $\dot{I}_A$ и $\dot{I}_B$, построенные по данным, полученным в результате испытаний конденсаторного синхронного реактивного двигателя мощностью 15 *вт* при 3000 *об/мин*.

Испытания были проведены в режимах двигателя и генератора, чтобы расширить область изменения токов. Разложение на составляющие прямой и обратной последовательностей было произведено графическим методом. Из этого рисунка видно, что концы векторов

тока $\dot{I}_{A1}$ располагаются на окружности *1*, а тока $\dot{I}_{A2}$ — на окружности *2*, что подтверждает справедливость сделанных выводов.

Для этой же машины на рис. 5-37 и 5-38 представлены векторные диаграммы, соответствующие работе в режиме двигателя при относительном значении момента нагрузки, равном 0,4 в первом случае и 1,3 во втором, принимая номинальный момент за единицу.

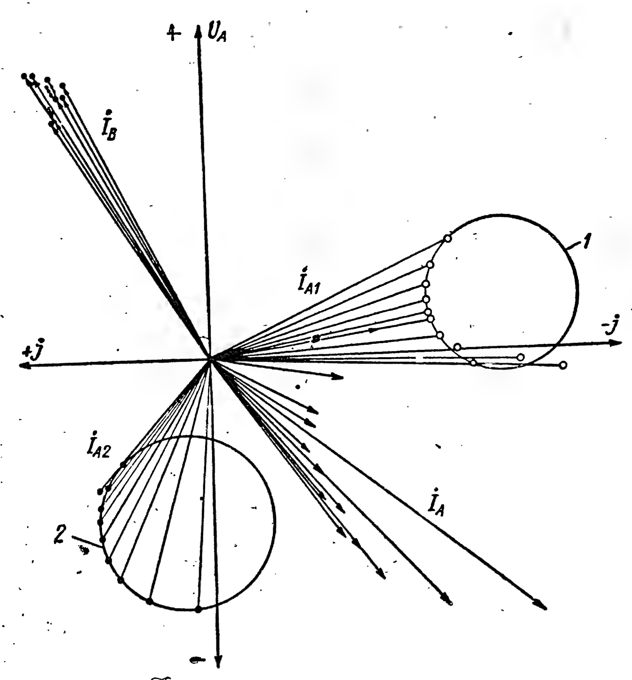


Рис. 5-36. Геометрические места концов векторов токов в фазах *A* и *B* и симметричных составляющих токов прямой последовательности $\dot{I}_{A1}$ и обратной последовательности $\dot{I}_{A2}$ для конденсаторной синхронной машины в двигательном и генераторном режимах работы:

1 — окружность токов $\dot{I}_{A1}$; *2* — окружность токов $\dot{I}_{A2}$

ницу. Полученные в результате разложения на симметричные составляющие токи $\dot{I}_{A1}$, $\dot{I}_{A2}$ и напряжения $\dot{U}_{A1}$ и $\dot{U}_{A2}$ показаны на этих же рисунках. Заслуживает внимания то обстоятельство, что при уменьшенной нагрузке, как показано на рис. 5-37, активная составляющая тока $\dot{I}_A$ расположилась в противофазе с напряжением $\dot{U}_A$.

Таким образом, в конденсаторном двигателе могут наблюдаться такие режимы работы, когда одна из фаз потребляет энергию из сети, а вторая отдает ее в эту же сеть. Отсюда не следует делать

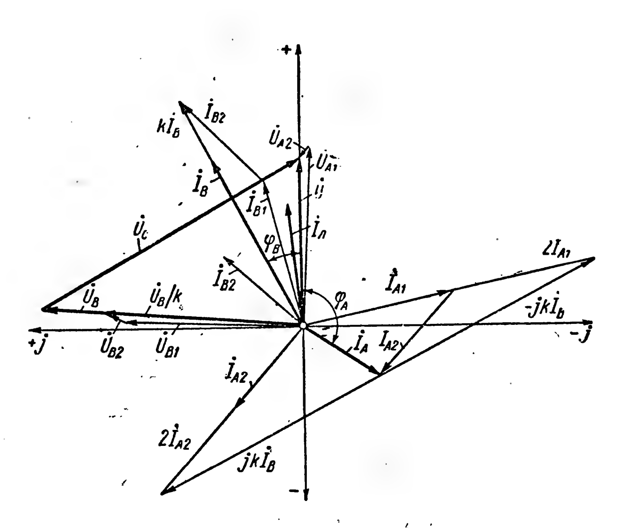


Рис. 5-37. Векторная диаграмма конденсаторного синхронного реактивного двигателя, построенная по данным опыта для $\frac{M}{M_н} = 0,4$

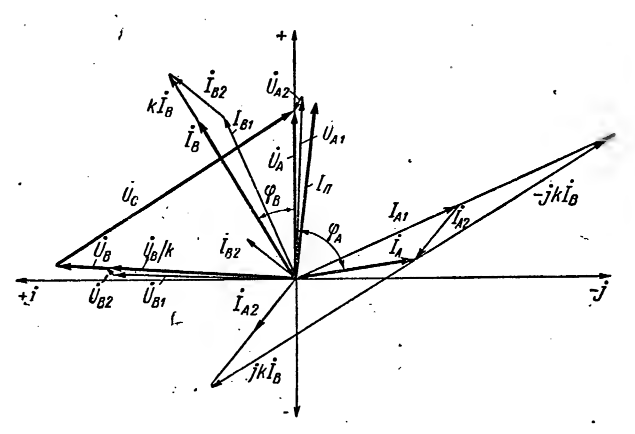


Рис. 5-38. Векторная диаграмма конденсаторного синхронного реактивного двигателя, построенная по данным опыта для $\frac{M}{M_н} = 1,3$

вывод, что угол сдвига по фазе между напряжением $\dot{U}_{A1}$ и $\dot{I}_{A1}$ или между $\dot{U}_{A2}$ и $\dot{I}_{A2}$ может в двигательном режиме превышать 90°, поскольку это противоречит нашим физическим представлениям. Напомним, что системе прямой последовательности соответствует элементарная машина, работающая в режиме двигателя, а обратной последовательности — в режиме электромагнитного тормоза, а не генератора. Как видно из упомянутого рисунка, углы между $\dot{U}_{A1}$, $\dot{I}_{A1}$ и $\dot{U}_{A2}$, $\dot{I}_{A2}$ действительно меньше 90°.

В данном случае, применение круговой диаграммы не вносит заметных облегчений в расчет характеристик двигателя, поэтому для определения $\dot{I}_{A1}$ и $\dot{I}_{A2}$ мы будем пользоваться выражениями (5-159) и (5-160).

Следовательно, расчет рабочих характеристик конденсаторного синхронного реактивного двигателя сводится к тому, чтобы, задавшись различными значениями $\operatorname{tg}\theta$, определить значения z_{A1} по схеме замещения и затем, пользуясь уравнениями (5-159) и (5-160), рассчитать токи $\dot{I}_{A1}$ и $\dot{I}_{A2}$, с помощью которых уже можно определить искомые величины полезной и подведенной мощности.

Заметим, что значения z_{A1} могут быть определены без выполнения трудоемких вычислений. Для этого нужно построить согласно параметрам схемы замещения, рис. 5-35, *а*, круговую диаграмму при некотором значении $\dot{U}$ и затем, определяя по диаграмме ток статора $\dot{I} = I\varepsilon^{-j\varphi}$, соответствующий текущему значению $\operatorname{tg}\theta$, вычислить z_{A1}, как частное от деления напряжения на ток:

$$z_{A1} = \frac{U}{I}\varepsilon^{j\varphi}.$$

Напомним, что для построения точной круговой диаграммы нужно преобразовать Т-образную схему замещения в Г-образную в полном соответствии с теми указаниями, которые были даны выше при рассмотрении симметричного режима работы СРД.

Как и в асинхронных машинах, результирующая электромагнитная мощность машины $P_э$ равна разности электромагнитных мощностей прямой и обратной последовательностей:

$$P_э = P_{э1} - P_{э2}. \qquad (5\text{-}168)$$

При этом электромагнитные мощности $P_{э1}$ и $P_{э2}$ равны потерям, выделяемым на роторных участках схем замещения z_{A1} и z_{A2}:

$$P_{э1} = m_1 I_{\theta A}^2 \frac{x_{\theta A}}{\operatorname{tg}\theta} = 2I_{\theta A}^2 \frac{x_{\theta A}}{\operatorname{tg}\theta}; \qquad (5\text{-}169)$$

$$P_{э2} = m_1 I_{RA2}^2 \frac{r_{RA}}{2} = I_{RA2}^2 r_{RA}. \qquad (5\text{-}170)$$

Следовательно, окончательное выражение для $P_э$ принимает вид:

$$P_э = 2I_{\theta A}^2 \frac{x_{\theta A}}{\operatorname{tg}\theta} - I_{RA2}^2 r_{RA} \qquad (5\text{-}171)$$

Связь между модулем тока в главной ветви разветвления, нужным для вычисления электромагнитной мощности, и модулем тока в неразветвленной части схемы замещения можно легко установить согласно рис. 5-35, *а* и *б*.

Для прямой последовательности:

$$\left|\frac{I_{\theta A}}{I_{A1}}\right| = \frac{|z_{mA1}|}{|z_{mA1} + z_{\theta A}|} = \frac{1}{1 + \left|\frac{z_{\theta A}}{z_{mA1}}\right|}; \qquad (5\text{-}172)$$

для обратной последовательности:

$$\left|\frac{I_{RA2}}{I_{A2}}\right| = \frac{|z_{mA2}|}{|z_{mA2} + z_{RA2}|} = \frac{1}{1 + \left|\frac{z_{RA2}}{z_{mA2}}\right|}. \qquad (5\text{-}173)$$

Заметим, что обычно намагничивающий ток $\dot{I}_{mA2}$ мал по сравнению с током обратной последовательности $\dot{I}_{A2}$ благодаря демпфирующему влиянию короткозамкнутой клетки ротора. Соответственно отношение z_{RA2} к z_{mA2} мало по сравнению с единицей в знаменателе равенства (5-173). Поэтому без внесения заметной погрешности можно в ряде случаев принять для упрощения расчетов:

$$\dot{I}_{RA2} \approx \dot{I}_{A2}. \qquad (5\text{-}174)$$

Потери в роторе p_{MR} возникают только от токов обратной последовательности, поскольку главная гармоника прямобегущей волны поля не наводит э. д. с. в клетке ротора. Эти потери только наполовину покрываются за счет электромагнитной мощности $P_{э2}$, а остальная часть вычитается из механической мощности, создаваемой токами прямой последовательности:

$$p_{MR} = 2I_{RA2}^2 r_{RA} = 2p_{э2}. \qquad (5\text{-}175)$$

Величина полезной мощности P_2 двигателя определяется после вычитания механических потерь из электромагнитной мощности $P_э$ согласно (5-53).

Расчеты потерь в меди статора и подведенной мощности, определение величин к. п. д. и $\cos\varphi$ выполняются так же, как и при несимметричном питании асинхронных машин, поэтому они не требуют пояснений.

Аналитический метод определения условий получения уравновешенного режима

Уравнение (5-157) дает возможность аналитически определить условия получения кругового поля. Приравнивая $\dot{I}_{A2}$ нулю, получаем:

$$z_{B1} + jkz_{A1} = 0. \qquad (5\text{-}176)$$

Отсюда, заменяя в (5-176) полные сопротивления активными и реактивными составляющими, имеем:

$$r_{B1} + jx_{B1} + jk\left(r_{A1} + jx_{A1}\right) = 0.$$

Приравнивая нулю отдельно вещественные и мнимые части уравнения, получаем:

$$r_{B1} - kx_{A1} = 0; \qquad (5\text{-}177)$$

$$x_{B1} + kr_{A1} = 0. \qquad (5\text{-}178)$$

Выражение (5-177) позволяет просто определить величину коэффициента трансформации k:

$$k = \frac{r_{B1}}{x_{A1}}. \qquad (5\text{-}179)$$

Если сечения меди в фазах A и B равны друг другу, то

$$r_{B1} = k^2 r_{A1}$$

и, согласно (5-179),

$$k = \frac{x_{A1}}{r_{A1}} = \operatorname{tg} \varphi_{A1}. \qquad (5\text{-}180)$$

В общем случае

$$r_{B1} = k^2 r_{A1} t, \qquad (5\text{-}181)$$

где t — коэффициент, учитывающий отклонение величины r_{B1} от значения, равного $k^2 r_{A1}$.

Тогда выражение для k, согласно (5-179) и (5-181), приобретает вид:

$$k = \frac{x_{A1}}{r_{A1} t} = \frac{\operatorname{tg} \varphi_{A1}}{t}. \qquad (5\text{-}182)$$

Если $t = 1$, то выражения (5-182) и (5-180) становятся идентичными. Для определения величины емкости воспользуемся выражением (5-178). Принимая во внимание, что

$$x_{B1} = k^2 x_{A1} - x_c \quad \text{и} \quad r_{A1} = \frac{x_{A1}}{kt},$$

получаем

$$x_c = x_{A1}\left(k^2 + \frac{1}{t}\right);$$

$$C = \frac{10^6}{\omega x_c} \ [мкф]. \qquad (5\text{-}183)$$

Равенства (5-182) и (5-183) позволяют определить значения k и x_c, соответствующие уравновешенному режиму для определенного значения z_{A1}. Практически может возникнуть необходимость удовлетворить требованию, чтобы круговое поле возникало при одном из следующих трех условий: номинальной нагрузке; нагрузке, соответствующей максимуму к. п. д. или, наконец, при максимальной нагрузке.

В синхронных микромашинах значение полезной мощности чаще всего лимитируется не величиной к. п. д. двигателя и не нагревом его обмоток, а значением перегрузочной способности машины и условиями втягивания ротора в синхронизм. Поэтому нередко возникает необходимость создать уравновешенный режим работы в условиях, соответствующих максимальному моменту. Если построена круговая диаграмма для симметричного режима работы, то, пользуясь ею, можно легко определить значение $\operatorname{tg}\varphi_A$ при любой нагрузке, в том числе и при максимальной. Имеется возможность вычислить интересующие нас величины согласно схеме замещения, не прибегая к графическим построениям.

Заметим, что для «идеального» двигателя, у которого $r_s = x_s = r_m = 0$, можно получить простые формулы для определения k и x_c соответственно $M = M_m$, которые ясно показывают зависимость искомых величин от индуктивных сопротивлений двигателя по продольной и поперечной осям.

Обозначим индексом «m» значение $\operatorname{tg}\varphi_A$ при $M = M_m$, тогда согласно рис. 5-7 можно написать, что

$$\operatorname{tg}\varphi_{Am} = \frac{\overline{I}_0 + \overline{R}}{\overline{R}}. \qquad (5\text{-}184)$$

Подставляя сюда значения I_0 и R, согласно выражениям (5-12в) и (5-13), получаем:

$$k = \operatorname{tg}\varphi_{Am} = \frac{x_{ad} + x_{aq}}{x_{ad} - x_{aq}} = \frac{1 + \alpha_q}{1 - \alpha_q}, \qquad (5\text{-}185)$$

где α_q — относительное значение x_{aq}, согласно равенству (5-18).

Теперь несколько преобразуем выражение (5-136) для x_c при $t = 1$:

$$x_c = \frac{U_A}{I_A \cos\varphi_A} \operatorname{tg}\varphi_A = \frac{U}{I_{Aa}} \operatorname{tg}\varphi_A, \qquad (5\text{-}186)$$

но активная составляющая тока I_{Aa} в рассматриваемом случае равна радиусу $\overline{R}$, значение которого определяется равенством (5-12в), следовательно, окончательное выражение для x_c принимает вид:

$$x_c = 2x_\theta \operatorname{tg}\varphi_A = 2x_\theta k = 2x_{ad}\frac{\alpha_q(1 + \alpha_q)}{(1 - \alpha_q)^2}. \qquad (5\text{-}187)$$

Таким образом, можно установить, что имеется прямая зависимость между реактивным сопротивлением конденсатора и основным параметром синхронного реактивного двигателя — индуктивным сопротивлением x_θ.

5-7. Пуск в ход конденсаторного синхронного реактивного двигателя

Основные соотношения

В первом приближении, пренебрегая несимметрией ротора, можно считать, что процесс пуска конденсаторного синхронного реактивного двигателя протекает так же, как у конденсаторной асинхронной машины. При переходе от синхронного режима к асинхронному изменяются значения параметров машины z_{A1}, z_{B1}, z_{A2} и z_{B2}, но метод разложения на симметричные составляющие остается полностью в силе. Соответственно для пускового режима справедливы уравнения (5-156) и (5-157).

Однако следует иметь в виду, что полная картина процесса пуска может быть выявлена при учете неравномерной проводимости воздушного зазора. Так, например, искажение кривой асинхронного момента может быть обнаружено, если учесть неравенство параметров машины по осям d и q. Как будет показано ниже, под влиянием асимметрии н. с. и магнитной асимметрии ротора возникают провалы в кривой начального момента, появление которых является характерной особенностью конденсаторных реактивных двигателей.

Будем в дальнейшем исходить из того, что вращающий момент в процессе пуска состоит из двух частей. Первая часть, являющаяся основной, равна асинхронному моменту, который возникает в машине в предположении, что ее параметры по осям d и q не отличаются друг от друга и соответствуют средним значениям. Вторая часть является переменной составляющей, возникающей как следствие зависимости параметров машины от углового положения ротора.

Практически достаточно учесть влияние переменной составляющей при $s = 1$, а в некоторых случаях и при $s = 0{,}5$, считая, что в остальном диапазоне изменения скольжения при расчете можно пользоваться средними значениями параметров. Следовательно, пусковые характеристики конденсаторного реактивного двигателя можно определить, пользуясь схемами замещения для сопротивлений прямой и обратной последовательностей фазы A (рис. 5-39, *а* (и *б*) и фазы B (рис. 5-39, *в* и *г*).

Средние значения сопротивления намагничивающего контура x_{mA}, активного и реактивного сопротивлений ротора r_{RA} и x_{RA} определены согласно равенству (5-122). Очевидно, что сопротивления роторной цепи, приведенные к фазе B, пропорциональны k^2:

$$x_{mB} = x_{mA}k^2; \quad r_{RB} = r_{RA}k^2; \quad x_{RB} = x_{RA}k^2.$$

Потери в стали не оказывают заметного влияния на процесс пуска. Поэтому имеется возможность упростить схемы замещения и представить намагничивающий контур в виде ветви, содержащей только индуктивное сопротивление.

В отличие от синхронного режима, где системе прямой последовательности отвечала схема замещения симметричного синхронного двигателя, здесь обе эквивалентные схемы как для прямой (скольжение s), так и для обратной (скольжение $2-s$) последовательностей, не отличаются от известных схем асинхронных машин.

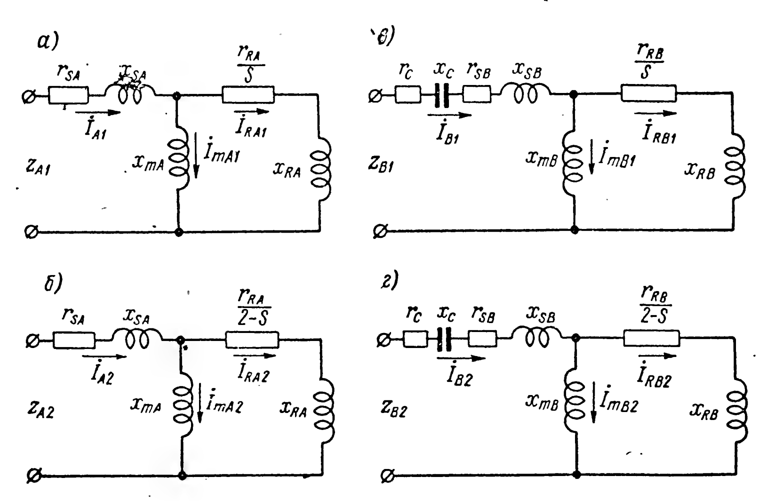


Рис. 5-39. Схемы замещения для асинхронного режима работы конденсаторного реактивного двигателя

Электромагнитная мощность системы прямой последовательности $P_{э1}$ и обратной последовательности $P_{э2}$ равны потерям, выделяемым на роторных участках схем замещения:

$$P_{э1} = 2I_{RA1}^2 \frac{r_{RA}}{s}; \qquad (5\text{-}188)$$

$$P_{э2} = 2I_{RA2}^2 \frac{r_{RA}}{2-s}. \qquad (5\text{-}189)$$

Выражая токи в главных ветвях разветвления $\dot{I}_{RA1}$ и $\dot{I}_{RA2}$ через токи статора $\dot{I}_{A1}$ и $\dot{I}_{A2}$, получаем в соответствии со схемой замещения окончательные выражения для $P_{э1}$ и $P_{э2}$:

$$P_{э1} = 2I_{A1}^2 \frac{x_{mA}^2 \frac{r_{RA}}{s}}{\left(\frac{r_{RA}}{s}\right)^2 + (x_{mA} + x_{RA})^2}; \qquad (5\text{-}190)$$

$$P_{э2} = 2I_{A2}^2 \frac{x_{mA}^2 \frac{r_{RA}}{2-s}}{\left(\frac{r_{RA}}{2-s}\right)^2 + (x_{mA} + x_{RA})^2}. \qquad (5\text{-}191)$$

Результирующая электромагнитная мощность $P_э$ равна разности мощностей $P_{э1}$ и $P_{э2}$ согласно (5-168).

Теперь, задаваясь различными значениями скольжения, можно определить эквивалентные сопротивления z_{A1}, z_{A2}, z_{B1} и z_{B2}; затем, пользуясь равенствами (5-156) и (5-157), вычислить токи прямой и обратной последовательностей и, наконец, произвести расчет электромагнитной мощности согласно выражениям (5-190), (5-191) и (5-168).

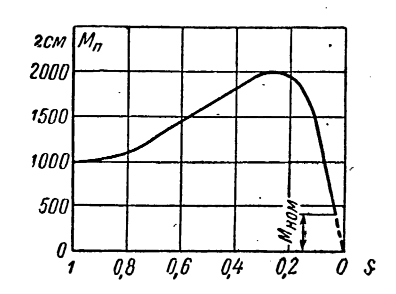


Рис. 5-40. Кривая моментов в асинхронном режиме двигателя РСД-431-2, построенная по данным опыта

На рис. 5-40 представлена механическая характеристика конденсаторного микродвигателя, построенная по опытным данным. Нетрудно установить, что форма представленной кривой мало отличается от известных характеристик асинхронных машин. Следует обратить внимание на то, что индуктивное сопротивление x_{RA}, соответствующее потоку рассеяния ротора, значительно меньше индуктивного сопротивления x_θ, величина которого определяется проводимостью для главной гармоники потока взаимоиндукции по осям d и q. Далее, приведенное значение активного сопротивления ротора r_{RA} тоже значительно отличается от активного сопротивления r_θ в синхронном режиме.

Резкое изменение параметров главного контура разветвления схемы замещения для z_{A1} (z_{B1}) в асинхронном режиме по сравнению с параметрами, относящимися к синхронному режиму, вызывает существенное увеличение асимметрии токов, поскольку величина емкости и коэффициент трансформации выбираются так, чтобы обеспечить уравновешенный режим работы при синхронизме.

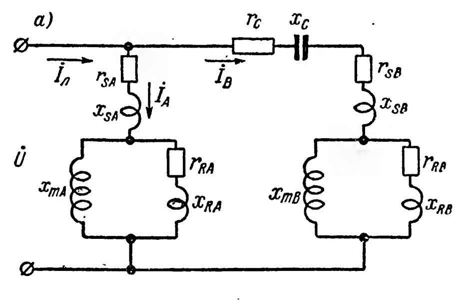
В результате, тормозной момент, соответствующий мощности $P_{э2}$, может настолько возрасти, что пусковые характеристики двигателя не будут удовлетворять предъявляемым требованиям. Можно, изменив емкость конденсатора и коэффициент трансформации, получить уравновешенный или близкий к нему режим при пуске, но тогда понизится к. п. д. двигателя и его максимальный момент при синхронном вращении. Для того чтобы улучшить пусковые характеристики, обычно включают на период пуска дополнительную емкость, которую затем выключают при скорости вращения, близкой к синхронной.

Коммутацию емкости можно выполнять вручную посредством выключателя, но предпочтительнее использовать центробежный выключатель. Применение последнего усложняет конструкцию двигателя, но зато позволяет автоматически производить изменение емкости. Таким образом, задача создания нужных пусковых характеристик двигателя сводится к определению величины пусковой емкости при заданном коэффициенте трансформации.

Схема замещения при неподвижном роторе

Когда ротор неподвижен, схемы замещения для прямой и обратной последовательностей, представленные на рис. 5-39, становятся тождественными, поскольку при $s = 1$ активные сопротивления роторных участков эквивалентных схем не отличаются друг от друга. Следовательно,

$$\left.\begin{aligned} z_{A1} &= z_{A2} = z_A; \\ z_{B1} &= z_{B2} = z_B. \end{aligned}\right\} \quad (5\text{-}192)$$



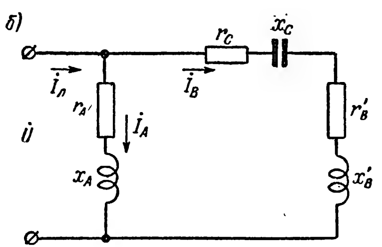


Рис. 5-41. Схемы замещения реактивного двигателя при неподвижном роторе: *а* — с полным изображением параметров каждой фазы; б — с эквивалентными сопротивлениями

Тогда согласно равенствам (5-149)—(5-152) и (5-192) получаем:

$$\left.\begin{aligned} \dot I_A &= \frac{\dot U_{A1} + \dot U_{A2}}{z_A} = \frac{\dot U_A}{z_A}; \\ \dot I_B &= \frac{\dot U_{B1} + \dot U_{B2}}{z_B} = \frac{\dot U_B}{z_B}, \end{aligned}\right\} \quad (5\text{-}193)$$

т. е. токи в фазах *A* и *B* при $s = 1$ не зависят друг от друга и определяются только параметрами соответствующих схем замещения. Это позволяет существенно упростить расчет токов и начального момента при $s = 1$. Можно избежать громоздких вычислений, связанных с разложением на симметричные составляющие, применив круговую диаграмму для определения всех основных величин.

Рассмотрим схему замещения конденсаторного двигателя при неподвижном роторе, представленную на рис. 5-41, *а*. Она содержит две параллельные ветви, одна из которых соответствует фазе *A*, а другая — фазе *B*. Линейный ток $\dot I_л$ при этом равен сумме фазовых токов $\dot I_A$ и $\dot I_B$.

Каждая из параллельных ветвей построена в полном соответствии со своей схемой замещения, представленной на рис. 5-39, принимая, что в рассматриваемом случае $s = 1$.

Группируя вместе активные и реактивные сопротивления каждой фазы, получаем возможность упростить схему, как показано на рис. 5-41, *б*, где r_A и r'_B, x_A и x'_B — эквивалентные сопротивления фаз A и B, причем

$$r_A = r_{sA} + r'_{RA}; \tag{5-194}$$

$$x_A = x_{sA} + x'_{RA}; \tag{5-195}$$

$$r'_B = r_{sB} + r'_{RB} = r_{sB} + k^2 r'_{RA}; \tag{5-196}$$

$$x'_B = x_{sB} + x'_{RB} = x_{sB} + k^2 x'_{RA}. \tag{5-197}$$

Сопротивления разветвлений r'_{RA} и x'_{RA} легко определяются согласно схеме замещения (рис. 5-41, *а*):

$$r'_{RA} = \frac{r_{RA} x_m^2}{r_{RA}^2 + (x_{mA} + x_{RA})^2}; \tag{5-198}$$

$$x'_{RA} = x_{mA} \frac{r_{RA}^2 + x_{RA}(x_{mA} + x_{RA})}{r_{RA}^2 + (x_{mA} + x_{RA})^2}. \tag{5-199}$$

Здесь введены в рассмотрение параметры фазы B, r'_B и x'_B, которые обозначают соответственно активное и реактивное сопротивление этой фазы, без емкости, что дает возможность выделить в схеме замещения переменные величины, к которым относятся параметры конденсатора r_c и x_c, и сгруппировать отдельно остальные сопротивления, являющиеся неизменными.

Очевидно, что

$$\left.\begin{aligned} r_B &= r_c + r'_B; \\ x_B &= x_c - x'_B. \end{aligned}\right\} \tag{5-200}$$

Аналитическое выражение для начального вращающего момента

Зависимость начального вращающего момента от углового положения ротора является характерной особенностью конденсаторного синхронного реактивного двигателя. При большой асимметрии токов начальный момент в некоторых положениях ротора может оказаться настолько малым, что пуск двигателя нельзя будет осуществить. Можно рассматривать начальный вращающий момент, как состоящий из двух частей: постоянной составляющей, величина которой не зависит от положения ротора, как это имеет место в симметричных асинхронных машинах, и переменной со-

ставляющей, возникающей вследствие неравномерной проводимости воздушного зазора и зависящей от угла сдвига оси полюсов относительно оси обмотки статора.

Рассмотрим основные зависимости, определяющие величину начального пускового момента [Л. 5-19]. Допустим, что продольная ось ротора смещена относительно оси фазы A на пространственный угол γ, как показано на рис. 5-42. Мгновенные значения токов, определяющие н. с. фаз A и B, соответственно равны i_A и ki_B. Тогда мгновенные значения н. с. во взаимно перпендикулярных осях ротора d и q определяются как проекции токов i_A и ki_B на эти оси:

$$i_d = i_A \cos\gamma - ki_B \sin\gamma; \quad (5\text{-}201)$$

$$i_q = i_A \sin\gamma + ki_B \cos\gamma. \quad (5\text{-}202)$$

Пусть ток в фазе B опережает во времени ток в фазе A на угол φ_{AB}, тогда имеют место следующие соотношения:

$$\left. \begin{aligned} i_A &= I_A \varepsilon^{j\omega t}; \\ i_B &= I_B \varepsilon^{j(\omega t + \varphi_{AB})}. \end{aligned} \right\} \quad (5\text{-}203)$$

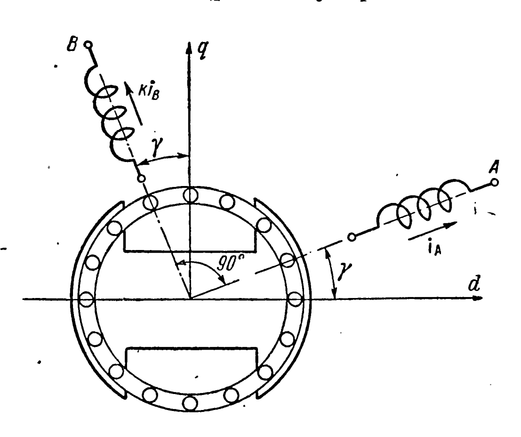


Рис. 5-42. Пространственная диаграмма осей фаз статора и осей ротора при s = 1

Подставим в (5-201) и (5-202) выражения для токов i_A и i_B, тогда токи по осям d и q определятся следующими уравнениями:

$$i_d = \varepsilon^{j\omega t}\left[I_A \cos\gamma - kI_B \varepsilon^{j\varphi_{AB}} \sin\gamma\right]; \quad (5\text{-}204)$$

$$i_q = \varepsilon^{j\omega t}\left[I_A \sin\gamma + kI_B \varepsilon^{j\varphi_{AB}} \cos\gamma\right]. \quad (5\text{-}205)$$

В векторной форме равенства (5-204) и (5-205) принимают следующий вид:

$$\dot{I}_d = I_A \cos\gamma - kI_B \sin\gamma \cos\varphi_{AB} - jkI_B \sin\gamma \sin\varphi_{AB}; \quad (5\text{-}206)$$

$$\dot{I}_q = I_A \sin\gamma + kI_B \cos\gamma \cos\varphi_{AB} + jkI_B \cos\gamma \sin\varphi_{AB}. \quad (5\text{-}207)$$

Напряжение $\dot{U}_d$, величина которого зависит от потока в воздушном зазоре, создаваемого током $\dot{I}_d$, и напряжение $\dot{U}_q$, соответствующее току $\dot{I}_q$, определяются согласно рис. 5-16 произведением тока на сопротивление разветвления схемы замещения z'_{Rd} и z'_{Rq}:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_d &= \dot{I}_d z'_{Rd} = \dot{I}_d (r'_{Rd} + jx'_{Rd}); \\ \dot{U}_q &= \dot{I}_q z'_{Rq} = \dot{I}_q (r'_{Rq} + jx'_{Rq}). \end{aligned} \right\} \quad (5\text{-}208)$$

Согласно теории поперечного поля начальный вращающий момент $M_{нч}$ может быть получен из следующего выражения:

$$P_{э.\,нч} = M_{нч}\omega = U_q I_d \sin\left(\dot{U}_q,\ \dot{I}_d\right) - U_d I_q \sin\left(\dot{U}_d,\ \dot{I}_q\right), \quad (5\text{-}209)$$

где $P_{э.\,нч}$ — электромагнитная мощность при $s = 1$.

Выразим углы сдвига по фазе $\left(\dot{U}_q,\ \dot{I}_d\right)$ и $\left(\dot{U}_d,\ \dot{I}_q\right)$ через известные нам углы сдвига: φ_d между векторами $\left(\dot{U}_d,\ \dot{I}_d\right)$, φ_q — между $\left(\dot{U}_q,\ \dot{I}_q\right)$ и φ_{dq} — между векторами токов $\left(\dot{I}_d,\ \dot{I}_q\right)$.

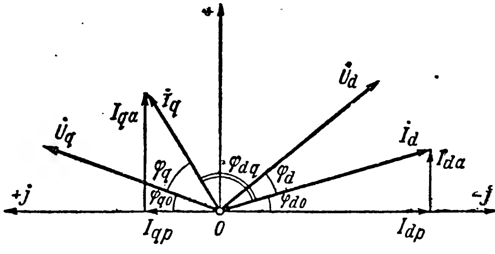


Рис. 5-43. Векторная диаграмма для реактивного двигателя при неподвижном роторе

Согласно векторной диаграмме, представленной на рис. 5-44, имеем:

$$\left.\begin{aligned} \widehat{\dot{U}_q \dot{I}_d} &= \varphi_{dq} + \varphi_q; \\ \widehat{\dot{U}_d \dot{I}_q} &= \varphi_d - \varphi_{dq}. \end{aligned}\right\} \quad (5\text{-}210)$$

Подставляя (5-208) и (5-210) в (5-209), приводим выражение для начального момента к следующему виду:

$$M_{нч} = \frac{p}{\omega}\left[I_d I_q z'_{Rq} \sin\left(\varphi_{dq} + \varphi_q\right) - I_d I_q z'_{Rd} \sin\left(\varphi_d - \varphi_{dq}\right)\right]. \quad (5\text{-}211)$$

Заметим, что

$$\left.\begin{aligned} z'_{Rq} &= z'_{Rq}\cos\varphi_q + jz'_{Rq}\sin\varphi_q; \\ z'_{Rd} &= z'_{Rd}\cos\varphi_d + jz'_{Rd}\sin\varphi_d. \end{aligned}\right\} \quad (5\text{-}212)$$

Тогда, подставляя (5-212) в (5-211), получаем после преобразований:

$$M_{нч} = \frac{p}{\omega}\left[I_d I_q \sin\varphi_{dq}\left(r'_{Rd} + r'_{Rq}\right) + I_d I_q \cos\varphi_{dq}\left(x'_{Rq} - x'_{Rd}\right)\right]. \quad (5\text{-}213)$$

Таким образом, момент определяется суммой двух членов, один из которых пропорционален произведению модулей векторов на синус угла между ними, а второй — произведению модулей этих же векторов на косинус угла между ними.

Поскольку нам известны проекции векторов $\dot{I}_d$ и $\dot{I}_q$ на ось вещественных и мнимых, то имеется возможность выразить искомые произведения через активные и реактивные составляющие. Примем во внимание, что, согласно векторной диаграмме (рис. 5-43),

$$\sin\varphi_{dq} = \sin\left(\varphi_{d0} + \varphi_{q0}\right) = \frac{I_{da}I_{qp} + I_{dp}I_{qa}}{I_d I_q}; \quad (5\text{-}214)$$

$$\cos\varphi_{dq} = -\cos\left(\varphi_{d0} + \varphi_{q0}\right) = \frac{I_{da}I_{qa} - I_{dp}I_{qp}}{I_d I_q}, \quad (5\text{-}215)$$

где I_{da}, I_{dp} — активная и реактивная составляющие тока $\dot{I}_d$;
I_{qa}, I_{qp} — те же составляющие для $\dot{I}_q$.

Следовательно,

$$I_d I_q \sin\varphi_{dq} = I_{da} I_{qp} + I_{dp} I_{qa}; \quad (5\text{-}216)$$

$$I_d I_q \cos\varphi_{dq} = I_{da} I_{qa} - I_{dp} I_{qp}. \quad (5\text{-}217)$$

Подставим в уравнения (5-216) и (5-217) значения I_{da}, I_{dp}, I_{qa} и I_{qp} согласно (5-206) и (5-207), тогда эти выражения принимают вид:

$$I_d I_q \sin\varphi_{dq} = (I_A \cos\gamma - kI_B \sin\gamma\cos\varphi_{AB}) kI_B \cos\gamma \sin\varphi_{AB} +$$
$$+ (I_A \sin\gamma + kI_B \cos\gamma\cos\varphi_{AB}) kI_B \sin\gamma\sin\varphi_{AB} = kI_A I_B \sin\varphi_{AB}; \quad (5\text{-}218)$$

$$I_d I_q \cos\varphi_{dq} = (I_A \cos\gamma - kI_B \sin\gamma\cos\varphi_{AB})(I_A \sin\gamma +$$
$$+ kI_B \cos\gamma\cos\varphi_{AB}) -$$
$$- kI_B \sin\gamma\sin\varphi_{AB} kI_B \cos\gamma\sin\varphi_{AB} =$$
$$= \frac{1}{2}\left(I_A^2 - k^2 I_B^2\right)\sin 2\gamma + kI_A I_B \cos\varphi_{AB}\cos 2\gamma. \quad (5\text{-}219)$$

Для упрощения выражения (5-219) введем следующие обозначения:

$$I_k^4 = a_k^2 + b_k^2; \quad (5\text{-}220)$$

$$\operatorname{tg} 2\gamma_k = \frac{b_k}{a_k}, \quad (5\text{-}221)$$

где

$$a_k = \frac{1}{2}\left(I_A^2 - k^2 I_B^2\right); \quad (5\text{-}222)$$

$$b_k = kI_A I_B \cos\varphi_{AB} \quad (5\text{-}223)$$

коэффициенты при $\sin 2\gamma$ и $\cos 2\gamma$ в уравнении (5-219).

Тогда выражение (5-219) принимает вид:

$$I_d I_q \cos\varphi_{dq} = a_k \sin 2\gamma + b_k \cos 2\gamma = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}\cos 2\gamma_k \sin 2\gamma +$$
$$+ \sqrt{a_k^2 + b_k^2}\sin 2\gamma_k \cos 2\gamma = I_k^2 \sin 2(\gamma_k + \gamma). \quad (5\text{-}224)$$

Далее, подставляя (5-218) и (5-224) в (5-215), получаем окончательное выражение для определения среднего значения начального момента, т. е. момента, рассчитанного без учета пульсирующей во времени составляющей:

$$M_{нч} = \frac{p}{\omega}\left[kI_A I_B \sin\varphi_{AB}\left(r'_{Rd} + r'_{Rq}\right) + I_k^2 \sin 2(\gamma_k + \gamma)\left(x'_{Rq} - x'_{Rd}\right)\right]. \quad (5\text{-}225)$$

Первый член соответствует постоянной составляющей начального момента $M_{н0}$, которая не зависит от углового положения ротора, а второй — переменной составляющей $M_{н. п}$, которая является синусоидальной функцией упомянутого угла.

Таким образом, имеет место следующее равенство

$$M_{нч} = M_{н0} + m_{н. п}, \tag{5-226}$$

где

$$M_{н0} = \frac{p}{\omega} k I_A I_B \sin \varphi_{AB} \left(r'_{kd} + r'_{Rq}\right); \tag{5-227}$$

$$m_{н. п} = \frac{p}{\omega} I_k^2 \left(x'_{Rq} - x'_{Rd}\right) \sin 2 \left(\gamma_k + \gamma\right). \tag{5-228}$$

Рассмотрим сначала полученное выражение для постоянной составляющей. Из него непосредственно следует, что начальный момент $M_{н0}$ пропорционален произведению тока I_A на составляющую тока I_B, расположенную под углом 90° к нему. Чем ближе к 90° фазовый угол сдвига между токами $\dot{I}_A$ и $\dot{I}_B$, тем больше значение момента.

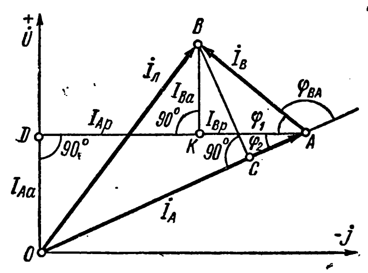


Рис. 5-44. К определению величины начального момента

На рис. 5-44 представлена векторная диаграмма токов $\dot{I}_A$, $\dot{I}_B$ и линейного тока $\dot{I}_л$. Здесь $\dot{I}_A$ отстает, а ток $\dot{I}_B$ опережает напряжение сети. Поскольку высота $\overline{BC}$ треугольника OBA равна $I_B \sin \varphi_{BA}$, то площадь этого треугольника пропорциональна начальному моменту $M_{н0}$ в соответствии с выражением (5-227). Докажем, что последнее равенство полностью совпадает с формулой для $M_{н0}$, которую можно получить, используя метод симметричных составляющих.

Действительно, согласно (5-190), (5-191), (5-198) электромагнитная мощность при $s = 1$ равна:

$$P_{э. нч} = 2\left(I_{A1}^2 - I_{A2}^2\right) r'_{RA}. \tag{5-229}$$

Токи $\dot{I}_A$ и $\dot{I}_B$ можно представить в виде суммы активной и реактивной составляющих:

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_A &= I_{Aa} - jI_{Ap}; \\ \dot{I}_B &= I_{Ba} + jI_{Bp}, \end{aligned}\right\} \tag{5-230}$$

где индекс «а» соответствует активной, а индекс «р» — реактивной составляющей.

Подставив выражения для $\dot{I}_A$ и $\dot{I}_B$ в (5-150) и учитывая (5-153), определим симметричные составляющие $\dot{I}_{A1}$ и $\dot{I}_{A2}$:

$$\dot{I}_{A1} = \frac{\dot{I}_A - jk\dot{I}_B}{2} = \frac{(I_{Aa} + kI_{Bp}) - j\,(I_{Ap} + kI_{Ba})}{2}; \qquad (5\text{-}231)$$

$$\dot{I}_{A2} = \frac{\dot{I}_A + jk\dot{I}_B}{2} = \frac{(I_{Aa} - kI_{Bp}) - j\,(I_{Ap} - kI_{Ba})}{2}. \qquad (5\text{-}232)$$

Отсюда легко получить выражение для разности квадратов модулей симметричных составляющих:

$$\left|\dot{I}_{A1}\right|^2 - \left|\dot{I}_{A2}\right|^2 = k\left(I_{Aa}I_{Bp} + I_{Ap}I_{Ba}\right). \qquad (5\text{-}233)$$

Проведем из точки A, соответствующей концу вектора $\dot{I}_A$, линию AD перпендикулярно оси вещественных и обозначим через φ_1 угол, образованный прямыми AD и AB, и через φ_2 — угол, заключенный между AD и OA, как показано на рис. 5-44. Согласно этому же рисунку

$$\sin\varphi_{BA} = \sin\left(\varphi_1 + \varphi_2\right). \qquad (5\text{-}234)$$

Учитывая, что

$$\sin\varphi_1 = \frac{I_{Ba}}{I_B}; \quad \cos\varphi_1 = \frac{I_{Bp}}{I_B};$$

$$\sin\varphi_2 = \frac{I_{Aa}}{I_A}; \quad \cos\varphi_2 = \frac{I_{Ap}}{I_A},$$

имеем:

$$I_A I_B \sin\varphi_{BA} = I_{Aa}I_{Bp} + I_{Ap}I_{Ba}. \qquad (5\text{-}235)$$

Подставляя (5-233) и (5-235) в (5-229), находим уравнение для электромагнитной мощности:

$$P_{\text{э. нч}} = 2I_A I_B \sin\varphi_{BA} r'_{RA} = I_A I_B \sin\varphi_{BA}\left(r'_{Rd} + r'_{Rq}\right),$$

которое тождественно выражению (5-227), полученному другим методом.

Нетрудно установить, что формула для начального момента, найденная в результате разложения н. с. на симметричные составляющие, не включает в себя часть, определяющую переменный момент $m_{\text{н. п}}$. Такой результат следовало ожидать, так как в схемы замещения для прямой и обратной последовательностей вошли средние значения параметров по осям d и q. Естественно, что это исключает возможность выявления тех специфических особенностей двигателя, причиной которых как раз и является неравенство сопротивлений по упомянутым осям.

Переменная составляющая начального момента $m_{н. п}$ согласно (5-228) может быть представлена в следующем виде:

$$m_{н. п} = M_{н. п} \sin 2 (\gamma_k + \gamma), \tag{5-236}$$

где $M_{н. п}$ — амплитуда переменной составляющей, определяемая в соответствии с (5-220)— (5-223) выражением:

$$M_{н. п} = \frac{\omega}{p} \sqrt{\frac{1}{4} \left(I_A^2 - k^2 I_B^2\right)^2 + \left(k I_A I_B \cos \varphi_{AB}\right)^2} \left(x'_{Rq} - x'_{Rd}\right). \tag{5-237}$$

Из этого равенства видно, что $M_{н. п}$ зависит от величины асимметрии н. с. фаз A и B по абсолютной величине, от угла сдвига между ними и от разности приведенных значений реактивных сопротивлений по осям d и q. Действительно, первый член подкоренного выражения обращается в нуль, когда равны друг другу приведенные к фазе A токи в фазах A и B, второй член становится равным нулю, когда фазовый угол сдвига равен 90°, и, наконец, при любой асимметрии токов $M_{н. п}$ обращается в нуль, если выполняется условие

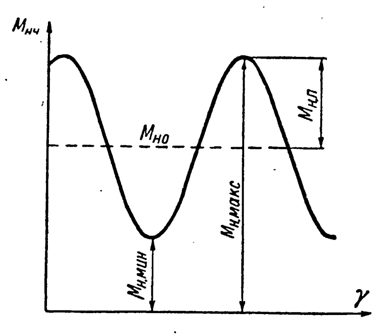


Рис. 5-45. Зависимость начального пускового момента $M_{нч}$ от углового положения ротора

$$x'_{Rq} = x'_{Rd}. \tag{5-238}$$

Поскольку $m_{н. п}$ является синусоидальной функцией угла поворота оси полюсов ротора относительно оси фазы, то результирующий момент $M_{нч}$ имеет вид, показанный на рис. 5-45.

Минимальный начальный пусковой момент $M_{н.мин}$ и максимальный $M_{н. макс}$ могут быть определены согласно равенству (5-236):

$$M_{н. мин} = M_{н0} - M_{н. п}; \tag{5-239}$$

$$M_{н. макс} = M_{н0} + M_{н. п}. \tag{5-240}$$

Необходимо обратить особое внимание на то, что имеется возможность существенно уменьшить провалы в кривой начального момента и соответственно улучшить пусковые характеристики реактивного двигателя, если удовлетворить условию (5-238). Согласно рис. 5-16, выражения для x'_{Rd} и x'_{Rq} имеют следующий вид:

$$x'_{Rd} = x_{ad} \frac{r_{Rd}^2 + x_{ad} x_{Rd} + x_{Rd}^2}{r_{Rd}^2 + (x_{ad} + x_{Rd})^2}; \tag{5-241}$$

$$x'_{Rq} = x_{aq} \frac{r_{Rq}^2 + x_{aq} x_{Rq} + x_{Rq}^2}{r_{Rq}^2 + (x_{aq} + x_{Rq})^2}. \tag{5-242}$$

Пренебрегая влиянием намагничивающего контура, можно в первом приближении принять, что условие, соответствующее равенству (5-238), выполняется, когда $x_{Rd} \doteq x_{Rq}$, т. е. когда равны друг другу реактивные сопротивления рассеяния ротора по обеим его осям.

Для выяснения причин, вызывающих уменьшение x_{Rd} по сравнению с x_{Rq}, обратимся к рис. 5-1*а*, где изображен лист ротора обычной конструкции. Нетрудно заметить, что головки зубцов ротора, расположенные симметрично относительно оси q у междуполюсных впадин, срезаны частично или полностью, для того чтобы создать увеличенный воздушный зазор по поперечной оси. В результате существенно уменьшается пазовая проводимость и дифференциальное рассеяние для стержней короткозамкнутой клетки ротора, находящихся в пазах, примыкающих к междуполюсной впадине. Поскольку эти стержни образуют обмотку ротора, создающую поток по оси d, то поток рассеяния и соответствующее ему реактивное сопротивление по этой оси заметно уменьшается по сравнению с аналогичными величинами, относящимися к поперечной оси.

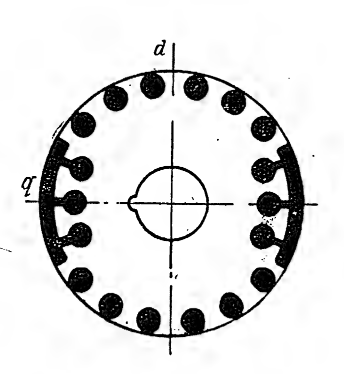


Рис. 5-46. Лист ротора с одинаковой проводимостью для потока рассеяния по осям d и q

Таким образом, в реактивном двигателе обычной конструкции имеют место следующие соотношения:

$$x_{ad} > x_{aq} \text{ и } x_{Rd} < x_{Rq}.$$

Если, как показано на рис. 5-46, пазы ротора, примыкающие к междуполюсной впадине, утопить настолько, чтобы за счет увеличения пазового рассеяния скомпенсировать уменьшение дифференциального рассеяния, то можно достигнуть равенства сопротивлений x_{Rd} и x_{Rq}.

В общем случае, когда возникает необходимость учесть влияние намагничивающего контура, нужно согласно (5-238), (5-241) и (5-242) увеличить пазовое рассеяние так, чтобы удовлетворялось равенство:

$$x_{Rd}^2 + x_{ad}x_{Rd} + r_{Rd}^2 = \frac{x_{ad}}{x_{aq}}\left(r_{Rq}^2 + x_{aq}x_{Rq} + x_{Rq}^2\right). \quad (5\text{-}243)$$

Принимая во внимание, что неизвестным является сопротивление x_{Rd}, тогда как все остальные параметры заданы, получаем, решая уравнение (5-243):

$$x_{Rd} = -\frac{x_{ad}}{2} + \sqrt{\frac{x_{ad}^2}{4} + \frac{x_{ad}}{x_{aq}}\left(r_{Rq}^2 + x_{aq}x_{Rq} + x_{Rq}^2\right) - r_{Rd}^2}. \quad (5\text{-}244)$$

В качестве примера на рис. 5-47 изображены характеристики синхронного реактивного двигателя, построенные в зависимости от емкости по данным опыта короткого замыкания. При этом ток $\dot{I}_B$ изменялся в широких пределах, а следовательно, изменялась и асимметрия токов. Небольшое отклонение тока $\dot{I}_A$ от постоянной величины, наблюдавшееся в опыте, объясняется изменением активных сопротивлений вследствие нагрева обмоток в процессе проведения эксперимента.

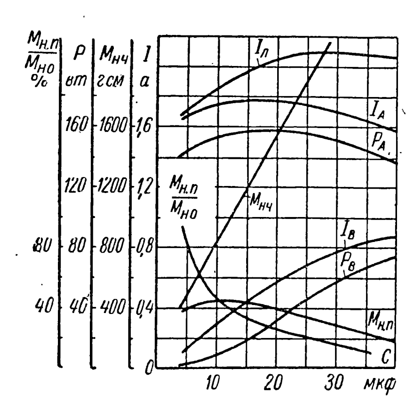


Рис. 5-47. Характеристики реактивного двигателя при s = 1, построенные по данным опыта в зависимости от емкости; $2p = 2$, $k = 1{,}29$

Как видно из рисунка, отношение $\frac{M_{н.п}}{M_{н0}}$ резко возрастает с уменьшением емкости, когда растет асимметрия токов. При $C = 5$ *мкф* оно достигает 100%, т. е. в этом случае минимальный начальный момент становится равным нулю, несмотря на то, что среднее значение момента достаточно велико.

На рис. 5-48 данные опыта изображены в зависимости от произведения $I_A I_B \sin \varphi_{AB}$. При этом график, изображающий зависимость $M_{н0}$ от $I_A I_B \sin \varphi_{AB}$, имеет вид прямой, проходящей через начало координат, в полном соответствии с результатами анализа.

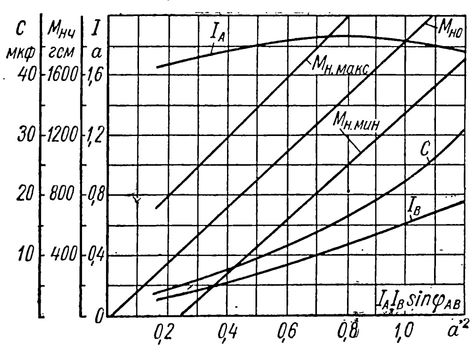
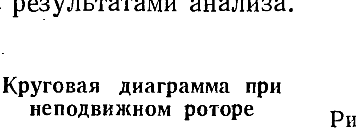


Рис. 5-48. Характеристики реактивного двигателя при s = 1, построенные по данным опыта в зависимости от $I_A I_B \sin \varphi_{AB}$; $2p = 2$, $k = 1{,}29$



Круговая диаграмма при неподвижном роторе

Круговая диаграмма позволяет существенно упростить расчеты, связанные с определением пусковой емкости. Она дает полную картину условий пуска при $s = 1$ и позволяет просто определить связь между всеми шестью переменными величинами: начальным моментом $M_{н0}$, линейным током, током в фазе B, пусковой емкостью, напряжением на конден-

саторе и напряжением на фазе B [Л. 5-20]. При постоянном напряжении сети и переменной величине емкости ток $\dot{I}_A$ сохраняет свою величину, тогда как ток $\dot{I}_B$ изменяется согласно выражению:

$$\dot{I}_B = \frac{\dot{U}}{(r'_B + r_c) - j(x_c - x'_B)} \qquad (5\text{-}245)$$

в полном соответствии со схемой замещения, представленной на рис. 5-41, *б*.

Это выражение отличается от известного равенства для тока в цепи ротора асинхронной машины только тем, что здесь переменной величиной является реактивное сопротивление, а в первом случае — активное. Поскольку указанное отличие не может изменить основной характер зависимости, то вектор тока $\dot{I}_B$ тоже описывает окружность, но ее основной диаметр располагается на комплексной плоскости параллельно оси вещественных, а не параллельно оси мнимых.

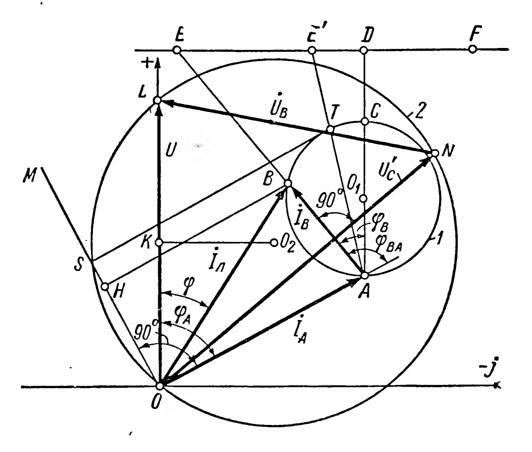


Рис. 5-49. Круговая диаграмма конденсаторного двигателя при неподвижном роторе: *1* — окружность тока $\dot{I}'_B$; *2* — окружность напряжения $\dot{U}'_C$

Круговая диаграмма представлена на рис. 5-49. Напряжение сети совмещено с осью вещественных. Вектор тока $\dot{I}_A$ представлен отрезком $\overline{OA}$. Окружность $ABCA$ соответствует геометрическому месту концов вектора $\dot{I}_B$.

Центр окружности O_1 лежит на прямой AC, проведенной параллельно вектору $\dot{U}$. Ее диаметр D_B можно легко определить согласно выражению (5-245), если в его знаменателе приравнять нулю результирующее реактивное сопротивление $j(x_c - x'_B)$:

$$D_B = \frac{U}{r'_B + r_c}. \qquad (5\text{-}246)$$

Линия AB представляет ток $\dot{I}_B$ при некотором значении x_c. Рассматриваемая окружность одновременно является геометриче-

ским местом концов вектора тока сети $\dot{I}_л$ относительно точки O, поскольку

$$\dot{I}_л = \dot{I}_A + \dot{I}_B.$$

Продолжим линию AC до точки D, так чтобы отрезок AD в выбранном масштабе равнялся сопротивлению $r'_B + r_c$. Покажем, что линия EF, расположенная под углом 90° к отрезку AD, является линией реактивных сопротивлений. Продолжим вектор тока $\dot{I}_B$ до пересечения с упомянутой линией в точке E, тогда отрезок DE в масштабе для сопротивлений определит значение $x_c - x'_B$, соответствующее току $\dot{I}_B$.

Действительно, согласно построению имеем:

$$\operatorname{tg} \varphi_B = \frac{DE}{AD};$$

с другой стороны, пользуясь схемой замещения, можно написать:

$$\operatorname{tg} \varphi_B = \frac{x_c - x'_B}{r'_B + r_c},$$

следовательно,

$$x_c - x'_B = \frac{\dfrac{DE}{AD}}{r'_B + r_c} = \frac{DE}{m_r},$$

где $m_r = \dfrac{AD}{r'_B + r_c}$ — масштаб для сопротивлений.

На продолжении линии ED отложим отрезок DF, равный (в выбранном масштабе) сопротивлению x'_B, тогда отрезок FE даст нам искомую величину x_c.

Таким образом, для любого значения тока $\dot{I}_B$ можно определить значение x_c, измерив на линии реактивных сопротивлений отрезок между точкой F и точкой, образуемой при пересечении луча, являющегося продолжением тока $\dot{I}_B$, и прямой EF.

Напряжение на конденсаторе $\dot{U}'_c$, равное падению напряжения на реактивном сопротивлении $-jx_c$ (без учета активного сопротивления), определяется согласно (5-245) следующим выражением:

$$\dot{U}'_c = -j\dot{I}_B x_c = \frac{Ux_c\left[\left(x_c - x'_B\right) - j\left(r'_B + r_c\right)\right]}{\left(r'_B + r_c\right)^2 + \left(x_c - x'_B\right)^2}. \qquad (5\text{-}247)$$

Докажем, что геометрическим местом концов вектора $\dot{U}'_c$ является окружность. Обозначим через U_{ca} вещественную и через

U_{cp} — мнимую составляющие напряжения $\dot{U}'_c$, тогда

$$\dot{U}'_c = U_{ca} - jU_{cp}, \quad (5\text{-}248)$$

где согласно (5-247)

$$U_{ca} = Ux_c \frac{x_c - x'_B}{(r'_B + r_c)^2 + (x_c - x'_B)^2}; \quad (5\text{-}249)$$

$$U_{cp} = Ux_c \frac{r'_B + r_c}{(r'_B + r_c)^2 + (x_c - x'_B)^2}. \quad (5\text{-}250)$$

Отношение U_{ca} к U_{cp} равно:

$$\frac{U_{ca}}{U_{cp}} = \frac{x_c - x'_B}{r'_B + r_c}.$$

Отсюда

$$x_c = (r'_B + r_c)\frac{U_{ca}}{U_{cp}} + x'_B. \quad (5\text{-}251)$$

Подставим полученное выражение для x_c в (5-250) и выполним простые преобразования, тогда

$$U_{cp} = U \frac{\dfrac{U_{ca}}{U_{cp}} + \dfrac{x'_B}{r'_B + r_c}}{1 + \left(\dfrac{U_{ca}}{U_{cp}}\right)^2}.$$

Отсюда

$$U^2_{ca} + U^2_{cp} - UU_{ca} - UU_{cp}\frac{x'_B}{r'_B + r_c} = 0. \quad (5\text{-}252)$$

Добавим в левую и правую части равенства (5-252) двучлен

$$\frac{U^2}{4} + \frac{U^2}{4}\left(\frac{x'_B}{r'_B + r_c}\right)^2,$$

тогда выражение (5-252) может быть представлено в следующем виде:

$$\left(U_{ca} - \frac{U}{2}\right)^2 + \left(\dot{U}_{cp} - \frac{U}{2}\frac{x'_B}{r'_B + r_c}\right)^2 = \frac{U^2}{4}\left[1 + \left(\frac{x'_B}{r'_B + r_c}\right)^2\right]. \quad (5\text{-}253)$$

Полученное выражение (5-253) тождественно уравнению окружности в комплексной плоскости, которое, как известно, выражается уравнением:

$$(U_{ca} - a)^2 + (U_{cp} - b^2) = R^2, \quad (5\text{-}254)$$

где a и b — соответственно вещественная и мнимая составляющие комплекса, определяющего координаты центра окружности;

R — ее радиус.

Сравнивая выражения (5-253) и (5-254), получаем следующие равенства для a, b и R, необходимые для построения окружности напряжений $\dot{U}'_c$:

$$a = \frac{U}{2}; \tag{5-255}$$

$$b = \frac{U}{2} \frac{x'_B}{r'_B + r_c}; \tag{5-256}$$

$$R = \frac{U}{2} \sqrt{1 + \left(\frac{x'_B}{r'_B + r_c}\right)^2}. \tag{5-257}$$

Согласно формулам (5-255) и (5-256) вектор $\overline{OO_2}$, определяющий положение центра O_2 окружности $\dot{U}'_c$, равен:

$$\overline{OO_2} = \frac{U}{2} - j \frac{U}{2} \frac{x'_B}{r'_B + r_c}. \tag{5-258}$$

Таким образом, для нахождения точки O_2 нужно восстановить перпендикуляр из середины отрезка OL, равного $\dot{U}$, и отложить на нем в направлении отрицательной оси мнимых чисел отрезок KO_2, равный

$$\frac{U}{2} \frac{x'_B}{r'_B + r_c}.$$

Из O_2 проводим радиусом R окружность ONL, которая проходит через начало и конец вектора напряжения $\dot{U}$. Очевидно, что диаметр окружности равен максимальному значению напряжения на зажимах конденсатора (без учета его активного сопротивления):

$$U'_{cm} = U \sqrt{1 + \left(\frac{x'_B}{r'_B + r_c}\right)^2}. \tag{5-259}$$

Отрезок ON, проведенный под углом 90° к вектору $\dot{I}_B$ до пересечения с окружностью ONL, определяет напряжение $\dot{U}'_c$, соответствующее току $\dot{I}_B$. Эта же окружность является геометрическим местом концов векторов напряжения фазы $\dot{U}'_B$. Действительно, в треугольнике ONL сторона OL отвечает напряжению $\dot{U}$, сторона ON — напряжению $\dot{U}'_c$, следовательно, третья его сторона NL, как замыкающая, должна соответствовать напряжению $\dot{U}'_B$. Следует лишь заметить, что, строго говоря, отрезок NL превышает

напряжение $\dot{U}'_B$ на небольшую величину, соответствующую падению напряжения на активном сопротивлении конденсатора.

Полное напряжение на зажимах конденсатора $\dot{U}_c$ с учетом активной составляющей нетрудно определить из выражения:

$$U_c = \sqrt{\left(U'_c\right)^2 + \left(I_B r_c\right)^2}\,. \qquad (5\text{-}260)$$

Практически можно без заметной погрешности пренебречь влиянием активного сопротивления и принять, что $U_c \approx U'_c$. Так, например, если отношение активной составляющей к реактивной равно 0,1 (сравнительно большой величине), то погрешность при использовании приближенной формулы для расчета U_c не превышает 5%.

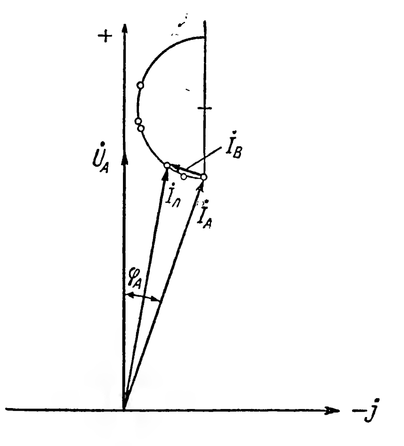


Рис. 5-50. Геометрическое место концов векторов токов $\dot{I}_A$, $\dot{I}_B$ и $\dot{I}_л$, построенное по данным опыта для $s = 1$ при различных значениях емкости

Круговая диаграмма позволяет просто определить величину основной составляющей начального момента. Выше было показано, что момент $M_{н0}$ пропорционален произведению токов в фазах A и B на синус угла между ними. Поскольку в рассматриваемом случае $\dot{I}_A$ является постоянной величиной, приходим к выводу, что величина момента определяется проекцией вектора $\dot{I}_B$ на ось OM, проведенную под углом 90° к направлению тока $\dot{I}_A$. Так, например, току $\dot{I}_B$, представленному на рис. 5-49, соответствует момент $M_{н0}$, измеряемый отрезком OH на линии OM, которая носит название линии моментов.

Таким образом, круговая диаграмма позволяет просто найти все интересующие нас величины. Можно, например, задавшись величиной начального момента $M_{н0}$, определить положение вектора $\dot{I}_B$ и соответствующее ему значение пусковой емкости, затем, выбрав по каталогу ближайший по емкости конденсатор, окончательно получить значение напряжения на нем и величину начального момента, соответствующего изменившемуся значению емкости. Можно также просто найти максимальное значение $M_{н0}$ и соответствующую ему величину пусковой емкости. Для этого, как показано на рис. 5-49, нужно под углом 90° к линии моментов провести касательную ST к окружности ABC, затем продолжить линию AT до пересечения в точке E' с линией сопротивлений, тогда отрезок FE' в масштабе сопротивлений даст нам искомую величину x_c.

На рис. 5-50 представлено геометрическое место концов векторов токов $\dot{I}_A$, $\dot{I}_B$ и $\dot{I}_л$, построенное по данным опыта короткого замыкания для различных значений емкости. Полученные результаты хорошо согласуются с выводом, что диаграмма токов представляет собой окружность.

5-8. Электромагнитные нагрузки, использование активных материалов и основные технические данные конденсаторных синхронных реактивных двигателей

В настоящее время трудно дать обобщающие данные по допустимым электромагнитным нагрузкам и использованию конденсаторных синхронных реактивных двигателей, поскольку еще нет разветвленной серии этого типа машин. В большинстве случаев имеющиеся сведения относятся к индивидуальным машинам, предназначенным, например, для магнитной записи, или к небольшому отрезку серии, содержащему малое число исполнений.

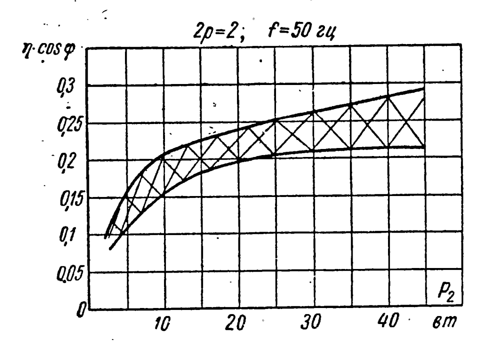


Рис. 5-51. Энергетический к. п. д. для конденсаторных синхронных микродвигателей

Приводимые ниже данные, которые не являются исчерпывающими, представят интерес для проектировщика, поскольку в литературе практически отсутствуют необходимые сведения о рассматриваемом классе машин.

Обратимся сначала к энергетическим показателям машин. На рис. 5-51 представлена зависимость произведения $\eta \cdot \cos\varphi$ от полезной мощности P_2 для двухполюсных конденсаторных реактивных двигателей. Следует заметить, что для многополюсных машин с малым полюсным делением исполнение с гистерезисным ротором может оказаться более экономичным, чем с реактивным.

Машинная постоянная конденсаторных синхронных двигателей в зависимости от мощности показана на рис. 5-52. Пределы изменения постоянной, характеризующие степень использования активных материалов, ограничены прямыми линиями. То обстоятельство, что прямые, изображающие отношение $\frac{D_a^3 l}{M_н}$, идут почти параллельно оси абсцисс, подтверждает справедливость общего закона подобия Видмара, установившего прямую пропорциональность между мощностью и четвертой степенью линейных размеров.

Расход активных материалов в реактивных двигателях, отнесенный к номинальному моменту, значительно превышает анало-

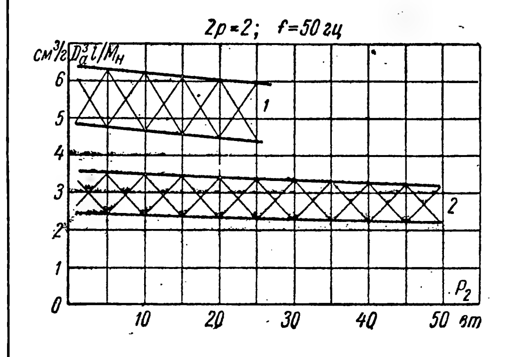


Рис. 5-52. «Машинная постоянная» для конденсаторных синхронных микродвигателей:

1 — реактивные машины; *2* — гистерезисные

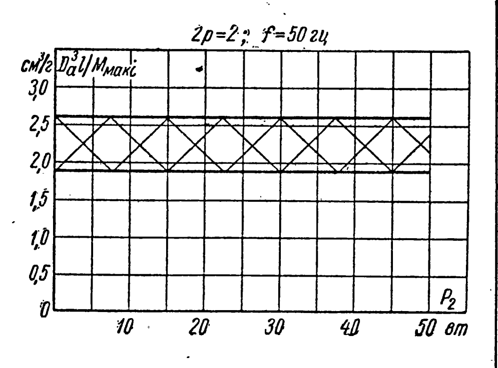


Рис. 5-53. «Машинная постоянная», отнесенная к максимальному моменту конденсаторных синхронных реактивных и гистерезисных машин

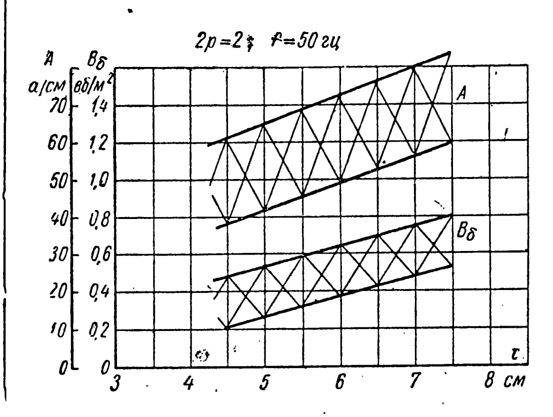


Рис. 5-54. Магнитная индукция в воздушном зазоре B_δ и линейная нагрузка A в зависимости от полюсного деления конденсаторных синхронных реактивных двигателей:

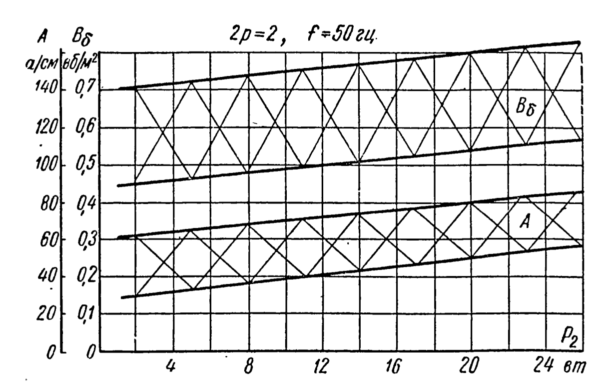
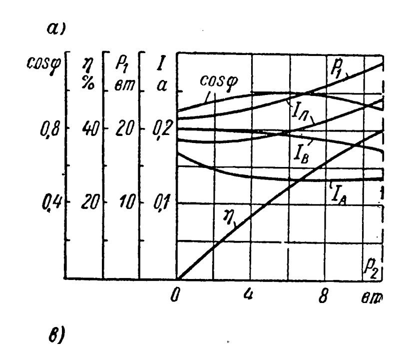
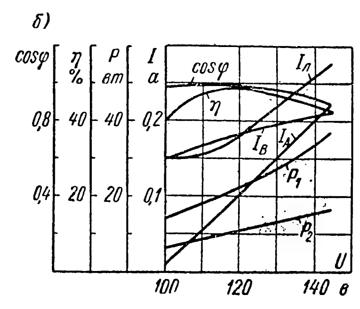


Рис. 5-55. Магнитная индукция в воздушном зазоре B_δ и линейная нагрузка A в зависимости от полезной мощности конденсаторных синхронных реактивных двигателей





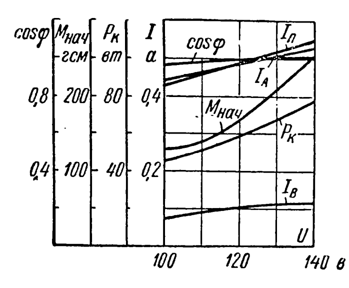


Рис. 5-56. Характеристики конденсаторного электродвигателя РСД-411-2 при питании от однофазной сети: *а* — рабочие характеристики при $n = 3000$ *об/мин* и номинальном напряжении сети; *б* — зависимость максимальной мощности от напряжения; *в* — опыт короткого замыкания

гичные данные для гистерезисных машин. Это в значительной мере объясняется малыми значениями перегружаемости, принятыми в рассматриваемой серии гистерезисных двигателей. Действительно, если взять отношение $D_a^3 l$ не к номинальному, а к максимальному моменту, то, как показано на рис. 5-53, получается практически одинаковый расход материалов в сравниваемых типах двухполюсных машин.

Основные электромагнитные нагрузки — индукция в воздушном зазоре B_δ и линейная нагрузка A — даны в зависимости от τ



Рис. 5-57. Характеристики конденсаторного электродвигателя РСД-431-2 при питании от однофазной сети: *а* — рабочие характеристики при $n = 3000$ *об/мин* и номинальном напряжении сети; *б* — зависимость максимальной мощности от напряжения; *в* — опыт короткого замыкания

на рис. 5-54 и в зависимости от полезной мощности на рис. 5-55. Как видно из графиков, величина B_δ достигает сравнительно больших для микромашин значений, порядка 0,6—0,8 *вб/м*².

Рабочие характеристики в диапазоне от холостого хода до выпадения из синхронизма, зависимость максимальной мощности (и других опытных данных) от напряжения сети и характеристики в режиме короткого замыкания для электродвигателя мощностью 4 *вт* приведены в качестве примера на рис. 5-56 и для двигателя мощностью $P_2 = 15$ *вт* на рис. 5-57.

Типичным для микромашин является рост к. п. д. с увеличением мощности, вплоть до выпадения из синхронизма. Чем меньше гарантированная перегружаемость машины, тем выше может быть к. п. д. при номинальной нагрузке. Основные технические данные электродвигателей, включая размеры активной части, даны в табл. 5-1.

Таблица 5-1

Основные технические данные конденсаторных синхронных реактивных двигателей малой мощности, рассчитанных на включение в однофазную сеть 50 *гц* и предназначенных для привода аппаратуры связи и магнитофонов

Тип двигателя	Номинальная полезная мощность, *вт*	Скорость вращения, *об/мин*	Напряжение, *в*	Линейный ток, *а*	Потребляемая мощность, *вт*	К. П. Д., %	Cos φ	$M_{макс}/M_{ном}$	$M_{вх}/M_{ном}$	$M_{нач}/M_{ном}$	$I_к$, *а*	Емкость, *мкф*	Добавочное сопротивление, *ом*	Размеры активной части, *мм*					Вес, *кг*	Особенности конструкции
														наружный диаметр статора	внутренний диаметр статора	длина пакета	число пазов			
																	статор	ротор		
РСД-221-2	2	3000	127	0,17	20	10	0,95	2,5	1,0	1,3	0,3	10	—	51	28	30	16	10	0,8	Фланцевое исполнение
РСД-413-2	4	3000	127	0,25	28	14	0,9	1,5	1,1	1,3	0,88	2,5	—	82	42	15	24	18	1,5	Фланцевое исполнение; один выступающий конец вала
РСД-412-2	4	3000	127	0,25	28	14	0,9	1,5	1,1	1,3	0,88	2,5	—	82	42	15	24	18	1,5	То же с двумя выступающими концами вала
РСД-421-2	8	3000	127	0,33	36	22	0,85	2,2	1,4	1,4	1,3	3,5	—	82	42	25	24	18	1,9	Фланцевое исполнение; один выступающий конец вала
РСД-422-2	8	3000	127	0,33	36	22	0,85	2,2	1,4	1,4	1,3	3,5	—	82	42	25	24	18	1,9	То же с двумя выступающими концами вала
РСД-431-2	15	3000	127	0,6	70	21,5	0,9	2,0	1,5	1,5	3,0	10	—	82	42	40	24	18	3	Вентилируемый двигатель на лапах
РСД-441-2	25	3000	127	0,8	86	29	0,85	2,5	2,0	4,0	6,0	7/17*	—	82	42	75	24	18	5,6	Вентилируемый двигатель на лапах с центробежным выключателем
РСД-442-2	25	3000	220	0,6	104	24	0,8	2,5	2,0	4,0	3,2	3/7*	—	82	42	75	24	18	5,6	
ДВС 010/5-4	15	1500	220	0,55	100	15	0,83	1,6	1,1	0,9	1,16	3	500	102	57,7	50	24	32	6,6	Двигатель снабжен маховиком и тормозом
ДВС-У1	12	1500	220	0,4	75	16	0,85	1,4	1,1	1,0	0,7	2,5	500	102	57,7	50	24	22	4,2	Исполнение вертикальное
ДВС-У1М	12	1500	220/110	0,4/0,8	75	16	0,85	1,4	1,1	1,0	0,66/1,32	2,5/10	500/125	102	57,7	50	24	32	4,2	То же
ДВС 010/5-6	8	1000	220	0,47	84	9,5	0,81	1,6	1,2	1,2	0,78	2,5	500	102	57,7	50	24	32	6,6	Двигатель снабжен маховиком и тормозом

* В знаменателе приведено значение пусковой емкости.

5-9. Импульсные синхронные реактивные двигатели

К импульсным синхронным машинам относятся реактивные двигатели малой мощности с явновыраженными полюсами на статоре и зубчатым ротором (в некоторых исполнениях статор тоже имеет зубчатую поверхность). Отличительной особенностью рассматриваемого типа машин является то, что создаваемый ими вращающий момент резко изменяется во времени и имеет форму импульсов.

Двигатели рассматриваемого типа нашли применение в фототелеграфной аппаратуре, в качестве привода патефонов и в различных устройствах, где требуется существенно снизить скорость вращения при заданной частоте или максимально повысить частоту при заданной скорости.

Импульсные машины делятся [Л. 5-23]:

а) по принципу действия — на однотактные и двухтактные;

б) по роду питания — на возбуждаемые пульсирующим и возбуждаемые переменным током;

в) по конструктивному исполнению — на двигатели с внутренним и с наружным ротором.

На рис. 5-58 представлены общий вид и детали образца импульсного однотактного двигателя, снабженного вспомогательным асинхронным двигателем, который используется для разгона основной машины в процессе пуска.

Статор импульсного двигателя имеет явновыраженные полюса, на которых расположена обмотка возбуждения катушечного типа. Ротор несет на своей поверхности зубцы, равномерно расположенные вдоль окружности. Ширина зубца ротора равна ширине полюсного башмака.

Пакет ротора насажен на втулку и соединен с валом посредством четырех спиральных пружин, позволяющих ему поворачиваться на некоторый угол относительно исходного положения. Эластичное соединение ротора с валом существенно облегчает втягивание ротора в синхронизм в процессе пуска и уменьшает вибрации двигателя.

Магнитная система представлена на рис. 5-59, *а*. Иногда в самых мелких машинах применяется исполнение, показанное на рис. 5-59, *б*. Здесь имеется общая обмотка возбуждения. Создаваемый ею поток проходит через все зубцы статора, каждый из которых эквивалентен выступающему полюсу магнитной системы, изображенной на рис. 5-59, *а*.

Обмотка включена в цепь анода лампы или через полупроводниковый выпрямитель в сеть переменного тока, так что ток протекает только в течение одной половины периода (рис. 5-60, *а*). Принцип действия двигателя можно объяснить, рассмотрев в течение одного цикла, соответствующего одному периоду изменения тока, усилия, создаваемые магнитными силовыми линиями.

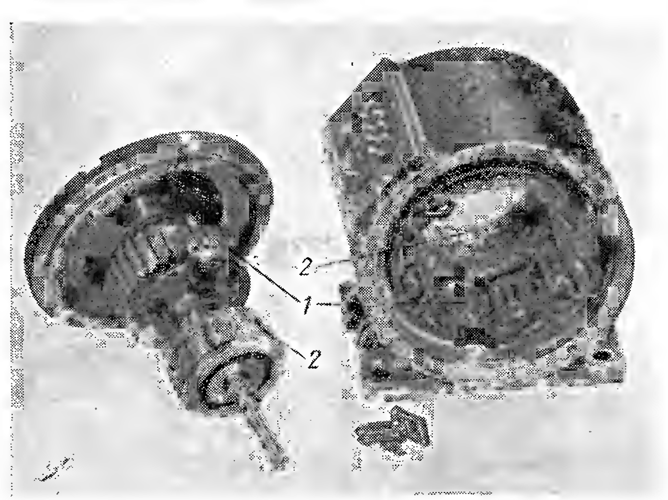
Для наглядности на рис. 5-61 представлен только один из полюсов статора и часть зубчатой поверхности ротора. В нижней

части рисунка показаны 4 характерных положения зубца ротора относительно полюса, которые позволяют проследить весь процесс возникновения вращающего момента. Пусть в исходном положении против середины полюса расположена середина паза (рис. 5-61,*б*). С этого момента времени, отмеченного пунктирной прямой *б*, по



Рис. 5-58. Общий вид и детали импульсного однотактного двигателя:

1 — статор и ротор импульсного двигателя; *2* — статор и ротор пускового асинхронного двигателя



обмотке начинает проходить ток, изменяющийся в течение полупериода по некоторому, например, синусоидальному закону, (рис. 5-61, *а*). Магнитные силовые линии, проходящие через зубец, создают тангенциальную силу *F* (рис. 5-61, *в*), стремящуюся повернуть ротор в положение, соответствующее максимальной проводимости воздушного зазора, где против полюса расположена середина зубца. В положении, изображенном на рис. 5-61, *г*, происходит отсечка тока (соответствующий момент времени отмечен на рисунке ординатой *г*), и ротор, расходуя запасенную в течение

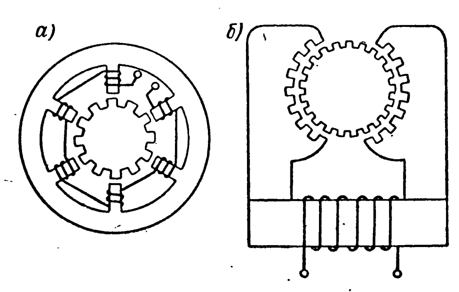


Рис. 5-59. Магнитная система импульсного двигателя: *а* — с явновыраженными полюсами на статоре; *б* — с зубчатым статором и общей обмоткой возбуждения

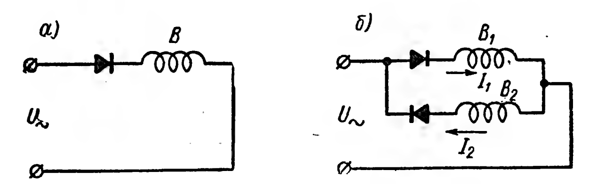


Рис. 5-60. Принципиальная схема соединений при питании пульсирующим током:
а — однотактного; *б* — двухтактного импульсного двигателя

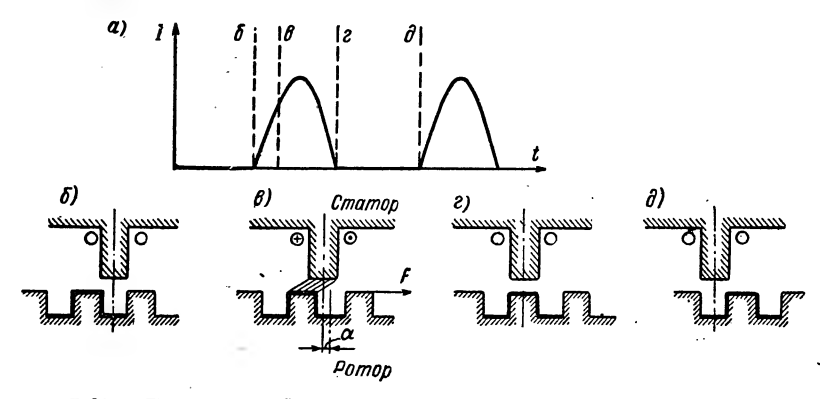


Рис. 5-61. Принцип действия импульсного однотактного двигателя, питаемого пульсирующим током

первого полупериода кинетическую энергию, смещается по направлению вращения еще на половину зубцового деления (рис. 5-61, *д*). На этом цикл заканчивается. Новый зубец ротора теперь занимает такое же положение по отношению к полюсу, какое занимал в начале периода (рис. 5-61, *б*) зубец, очерченный жирной линией. При синхронном вращении процесс периодически повторяется, и ротор смещается на одно зубцовое деление за каждый период.

В результате можно установить следующую зависимость скорости вращения n от частоты f и числа зубцов ротора Z_2:

$$n = \frac{60f}{Z_2}. \tag{5-261}$$

В связи с пульсацией магнитного потока, а следовательно, и вращающего момента, ротор должен иметь маховую массу, достаточную для поддержания синхронного вращения.

Число полюсов статора не определяет скорость двигателя и выбирается, исходя из условий размещения обмотки в активной зоне.

При выпадении из синхронизма ротор останавливается, поскольку среднее значение момента становится равным нулю. Для введения в синхронизм импульсного двигателя необходим пусковой двигатель или какое-либо механическое вспомогательное пусковое устройство.

Направление вращения машины зависит только от направления движения ротора в процессе пуска, до вхождения в синхронизм. Поэтому для изменения направления вращения импульсного двигателя достаточно произвести разгон ротора в противоположную сторону.

Так же, как и в реактивных машинах с вращающимся магнитным полем, в импульсных двигателях ось ротора отстает от оси прямобегущей волны, скорость вращения которой определяется выражением (5-261). При опрокидывающем моменте угол смещения приблизительно равен 45 электрическим градусам, т. е. соответствует $^1/_8$ зубцового деления ротора.

Регулирование скорости в довольно широких пределах можно производить изменением частоты источника питания. Если ток, протекающий по обмотке, не изменяется, то вращающий момент при разных скоростях можно считать неизменным.

При питании электродвигателя от маломощного источника, например от электронной схемы, возникает необходимость скомпенсировать реактивную составляющую тока и тем самым уменьшить потребляемый ток. С этой целью применяется как резонанс напряжений (рис. 5-62, *а*), так и резонанс токов (рис. 5-62, *б*). В первом случае последовательно с обмоткой возбуждения *B* включен имеющий емкостной характер контур, состоящий из дросселя *D* и емкости *C*. При резонансе токов конденсатор *C* включен непосредственно на зажимы двигателя.

Достоинством импульсных двигателей является то, что они могут быть выполнены с весьма малым, порядка 0,1 *см*, «полюсным

делением» и поэтому могут быть предназначены для питания повышенной частотой. Так, например, при 60 зубцах на роторе скорость вращения равна 2400 *об/мин* при 2400 *гц*.

К числу недостатков рассматриваемого вида машин относятся: пульсирующий характер вращающего момента, необходимость применения пускового двигателя, повышенный шум, вызываемый вибрационными силами, а также способность двигателя устойчиво работать на скоростях, отличающихся от основной синхронной скорости.

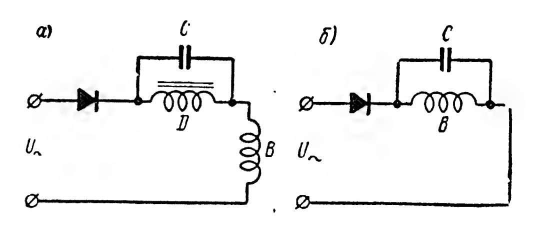


Рис. 5-62. Схемы включения обмотки возбуждения импульсного двигателя при компенсации реактивной составляющей:
а — последовательный резонанс; *б* — параллельный резонанс

В последнее время имеется тенденция к замене импульсных машин гистерезисными. Двухтактное исполнение импульсного двигателя позволяет уменьшить качания ротора по сравнению с однотактным. Его работу можно рассматривать как результат совместного действия двух однотактных машин, имеющих общий вал, у которых токи в обмотках сдвинуты по фазе на 180°.

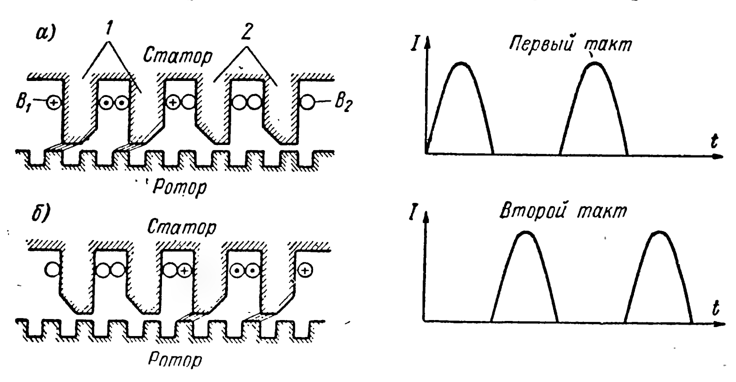


Рис. 5-63. Принцип действия двухтактного импульсного двигателя:
а — первый такт: создает вращающий момент левая пара полюсов; *б* — второй такт: создает вращающий момент правая пара полюсов

Ротор двухтактного двигателя ничем не отличается от однотактного, как показано схематически на рис. 5-63. Обращенные к воздушному зазору башмаки полюсов статора попарно смещены так, что когда против башмаков одной группы пар полюсов (на рисунке обозначены цифрой *1*) расположены пазы ротора, против другой (обозначенной цифрой *2*) располагаются зубцы, и наоборот. Пер-

вая пара полюсов и соответствующая обмотка возбуждения B_1 относятся к одному однотактному «двигателю», а вторая, B_2 — к другому.

Состоящая из двух частей обмотка возбуждения включена в сеть через выпрямители или в цепь анода ламп (см. рис. 5-60, *б*). Благодаря встречному включению вентилей в первой половине периода ток I_1 проходит только по обмотке B_1 (при этом ток I_2 равен нулю), а во второй половине периода обтекается током обмотка B_2, тогда как I_1 становится равным нулю.

Соответственно создают вращающий момент то первая (рис. 5-63, *а*), то вторая (рис. 5-63, *б*) группы полюсов. В связи с этим пульсация результирующего вращающего момента, равного сумме отдельных моментов, значительно уменьшается, что является существенным преимуществом двухтактного исполнения по сравнению с однотактным.

Импульсные двигатели могут работать и от сети переменного тока. В этом случае скорость вращения $n_{\sim}$ увеличивается в два раза, поскольку за каждый полупериод ротор поворачивается на одно зубцовое деление. Следовательно,

$$n_{\sim} = \frac{120f}{Z_2}. \qquad (5\text{-}262)$$

Вращающий момент сохраняет пульсирующий характер. На участке, соответствующем восходящей ветви импульса тока, создается вращающий момент, совпадающий с направлением вращения. Ниспадающей ветви тока соответствует тормозной момент, уменьшающий полезное усилие.

При питании двухтактного двигателя переменным током необходимо обеспечить сдвиг по фазе между токами в первой и второй половинах обмотки на угол $\frac{\pi}{2}$.

До сих пор нами была описана работа импульсных машин главным образом с качественной стороны. Следует отметить, что, несмотря на простоту конструкции, выполнение анализа импульсных электродвигателей представляет сложную задачу. Чтобы несколько ее упростить, рассмотрим частный, но представляющий большое практическое значение случай, когда пазы ротора имеют прямоугольную форму и ширина паза равна ширине зубца.

Учитывая, что зубцовое деление мало по сравнению с диаметром ротора, можно рассматривать поверхности зубца и полюса, ограничивающие воздушный зазор, как плоскости. Далее, пренебрегая магнитным сопротивлением стали, примем, что поверхности зубцов и полюса являются поверхностями уровня. С целью определения величины вращающего момента нужно рассмотреть картину магнитных силовых линий в пазу ротора и, пользуясь ею, рассчитать тангенциальные силы, действующие на зубцы.

Поток зависит как от величины изменяющейся во времени н. с., так и от проводимости, которая не остается постоянной при движе-

нии паза относительно полюса. Для удобства проведения анализа примем сначала, что н. с. является постоянной величиной, равной амплитуде и, следовательно, будем считать, что поток является функцией только угла смещения паза.

На рис. 5-64 изображена картина распределения магнитных силовых линий в пространстве паза, смещенного на угол ξ от оси полюса. Построение выполнено с использованием графического метода [Л. 5-21; 5-22]. На рисунке не показаны магнитные силовые линии, входящие в наружную поверхность зубца ротора со стороны воздушного зазора. Нормальная составляющая индукции на упомянутой поверхности создает только радиальное усилие, ко-

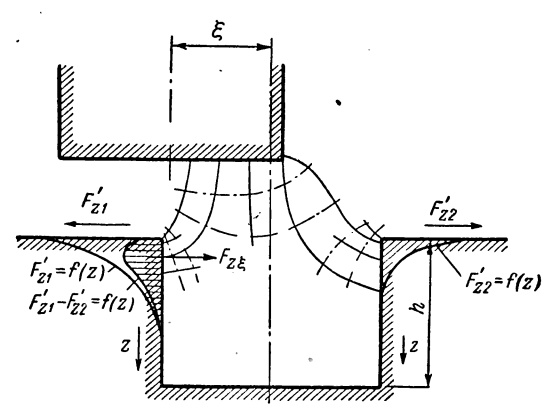


Рис. 5-64. Картина распределения магнитных силовых линий в пазу ротора; графики, определяющие зависимость тянущего усилия от координаты Z

торое не может вызвать появления вращающего момента, и поэтому не представляет для нас интереса. Пунктиром изображены поверхности равного потенциала, а сплошными линиями — силовые трубки, причем поверхности полюса и ротора при указанных допущениях являются равнопотенциальными. Как известно, оси силовых трубок должны быть направлены перпендикулярно равнопотенциальным поверхностям. Следовательно, они должны выходить из полюса и входить в стенки паза ротора по нормали.

Поскольку проводимости силовых трубок равны друг другу, то через сечение каждой трубки на участке, длина которого в аксиальном направлении равна единице, проходит одинаковой величины поток $\Delta\Phi_m$.

Индукция B_z в сечении трубки, образуемом в месте ее соприкосновения с боковой поверхностью паза, определяется выражением:

$$B_z = \frac{\Delta\Phi_m}{b_z \cdot 1}, \tag{5-263}$$

где b_z — ширина трубки в упомянутом сечении.

С увеличением координаты z, равной расстоянию от поверхности ротора до оси трубки, значение B_z заметно уменьшается. Вычислив значения B_z для каждой трубки, можно построить зависимость $B_z = f(z)$ для левой и правой боковых поверхностей паза.

Возникающее удельное тяговое усилие F'_z в точке с координатой z направлено по нормали к боковой поверхности паза и определяется выражением:

$$F'_z = \frac{B_z^2}{2\mu_0} = \frac{\Delta\Phi_m^2}{2\mu_0 b_z^2} = \frac{c}{b_z^2}, \qquad (5\text{-}264)$$

где c — постоянная величина.

Вычислив значения тягового усилия F'_{z1}, действующего на левую стенку паза, и F'_{z2} — на правую, можно, как показано на рис. 5-64, построить графики, изображающие зависимости

$$F'_{z1} = f(z) \text{ и } F'_{z2} = f(z).$$

Поскольку B_z уменьшается с увеличением z, то зависимость $F'_z = f(z)$, пропорциональная квадрату индукции, имеет вид резко убывающей кривой, стремящейся к нулю.

Усилия F'_{z1} и F'_{z2} направлены в противоположные стороны, поэтому полезное усилие определяется их разностью. На рис. 5-64 изображен график функции

$$F'_{z1} - F''_{z2} = f(z),$$

которая имеет максимум в точке сдвинутой относительно $z = 0$.

Результирующее тяговое усилие $F_{z\xi}$, создаваемое магнитными силовыми линиями, воздействующими на боковые стенки одного паза, равно интегралу рассматриваемой функции:

$$F_{z\xi} = \int_0^h \left(F'_{z1} - F'_{z2}\right) dz, \qquad (5\text{-}265)$$

где h — высота паза.

Графически этот интеграл просто определяется как величина площади, которая ограничена кривой

$$F'_{z1} - F'_{z2} = f(z)$$

и осями координат. Зная $F_{z\xi}$, нетрудно определить величину вращающего момента M'_ξ. При расчете необходимо учесть все активные пазы ротора, число которых в конструкции, соответствующей рис. 5-63, *а*, равно числу полюсов двигателя. Принимая, что для всех элементарных сил F'_z плечо приближенно равно радиусу ротора r и учитывая длину ротора l, получаем после перехода к $Г \cdot см$ следующее выражение:

$$M'_\xi = 10{,}2 \cdot 2prlF_{z\xi} \cdot 10^3 \ Г \cdot см. \qquad (5\text{-}266)$$

В тех конструкциях, где не только ротор, но и статор имеет зубчатую поверхность (рис. 5-59, *б*), нужно в равенство (5-266) подставить вместо $2p$ полное число пазов статора. Если на протяжении половины зубцового деления, от 0 до π, определить указанным способом значения M'_ξ для различных положений паза относительно полюса, то можно построить зависимость $M'_\xi = f(\xi)$, как показано на рис. 5-65 (кривая *1*).

Как видно из графика, в начальном положении, когда середина полюса находится против середины паза, $\xi = 0$ и $M'_\xi = 0$, затем с увеличением ξ момент резко возрастает, достигает максимума, после чего уменьшается сначала быстро, потом медленно и достигает нуля в другом симметричном положении, когда середина полюса находится против середины зубца, $\xi = \pi$. На участке, соответствующем второй половине зубцового деления, направление вращающего момента изменяется на противоположное.

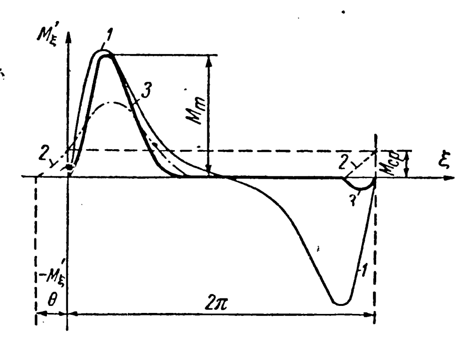


Рис. 5-65. Зависимость вращающего момента от углового положения оси паза ротора при питании пульсирующим током

По абсолютным значениям кривая $M'_\xi = f(\xi)$, как показано на рисунке, является симметричной относительно оси, проходящей через середину зубца ротора. Поэтому при питании постоянным током среднее значение вращающего момента равно нулю. При питании переменным током картина меняется, и при синхронной скорости вращения возникает момент, способный преодолевать полезную нагрузку.

Определим сначала вращающий момент при питании пульсирующим током. Пренебрегая насыщением магнитной цепи, можно при постоянной проводимости воздушного зазора считать, что поток изменяется по такому же закону, как и ток. Следовательно, для первой половины периода справедливо равенство:

$$\Phi = \Phi_m \sin \omega t. \qquad (5\text{-}267)$$

Во второй половине периода поток равен нулю.

Поскольку при синхронной скорости ротор за каждый период изменения тока смещается на зубцовое деление, т. е. на угол 2π, то выражение для потока Φ в зависимости от координаты ξ принимает вид:

$$\Phi = \Phi_m \sin(\xi + \theta), \qquad (5\text{-}268)$$

где θ — зависящий от нагрузки угол смещения.

При холостом ходе угол $\theta = 0$, и соответственно $\xi = \omega t$. При нагрузке поток не равен нулю, когда $t = 0$, и, согласно (5-268), определяется равенством:

$$\Phi_{t=0} = \Phi_m \sin\theta.$$

Поскольку величина M'_ξ пропорциональна квадрату потока, то при питании пульсирующим током выражение для вращающего момента M_ξ, учитывающее изменения н. с. и проводимости воздушного зазора, принимает следующий вид:

$$M_\xi = M'_\xi \sin^2(\xi + \theta). \quad (5\text{-}269)$$

На рис. 5-65 показаны пунктиром кривая *2*, изображающая функцию $\sin^2(\xi + \theta)$, и жирной линией результирующая кривая моментов $M_\xi = f(\xi)$ (обозначенная цифрой *3*). Зависимость момента от углового положения ротора имеет форму импульса. В течение значительной части периода вращающий момент равен нулю, а в конце цикла возникает относительно небольшой тормозной момент, который покрывается за счет энергии, запасенной маховой массой ротора в процессе ускорения.

Среднее значение момента $M_{ср}$ равно:

$$M_{ср} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} M_\xi d\xi. \quad (5\text{-}270)$$

Как видно из рисунка, $M_{ср}$ значительно меньше максимального момента. Поэтому у импульсных двигателей нередко возникают заметные качания ротора, вызываемые пульсацией вращающего момента.

При увеличении нагрузки возрастает угол θ настолько, чтобы уравновесить момент сопротивления. Если нагрузка превышает максимально допустимое значение, то ротор выпадает из синхронизма и останавливается.

При питании переменным током ротор проходит за каждый полупериод одно зубцовое деление, поэтому равенство (5-269) приобретает следующий вид:

$$M_{\xi\sim} = M'_\xi \sin^2\left(\frac{\xi}{2} + \theta\right). \quad (5\text{-}271)$$

Для определения величины вращающего момента достаточно рассмотреть одну половину периода изменения тока, поскольку в течение второй половины волны картина полностью повторяется.

На рис. 5-66 показана зависимость момента M_ξ от углового положения ротора (кривая *3*), полученная в результате умножения функции $\sin^2\left(\frac{\xi}{2} + \theta\right)$ (пунктирная кривая *2*) и функции $M_\xi = f(\xi)$ (кривая *1*). Здесь, как и при питании пульсирующим током, вращающий момент имеет форму импульса. Несмотря на то, что на

участке кривой от $\xi = \pi$ до $\xi = 2\pi$ не происходит отсечки тока, тормозной момент, как это ясно показано на рис. 5-66, имеет небольшую величину. Это объясняется тем, что на упомянутом участке функция $\sin^2\left(\frac{\xi}{2} + \theta\right)$ быстро уменьшается.

В качестве примера на рис. 5-67 представлены рабочие характеристики импульсного двигателя, снятые при питании от лампового

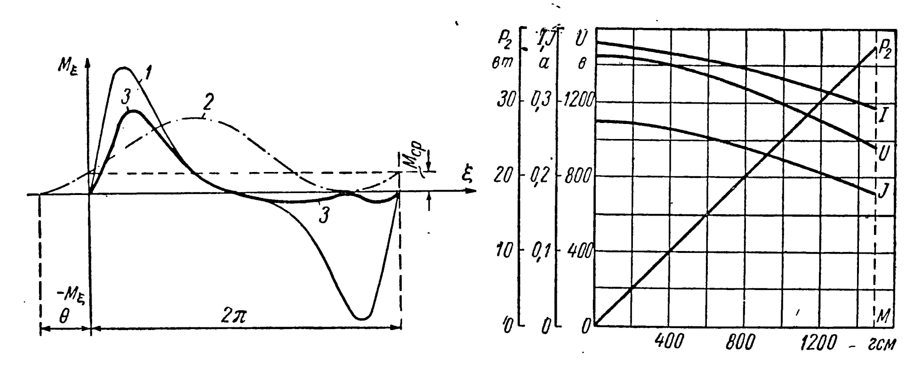


Рис. 5-66. Зависимость вращающего момента от углового положения паза ротора при питании переменным током

Рис. 5-67. Рабочие характеристики синхронного импульсного двигателя при питании от лампового усилителя мощности частотой 2400 *гц*, $n = 2400$ *об/мин*

усилителя. На сетки ламп подавалась частота 2400 *гц*. Пунктирная линия на графике обозначает момент выпадения из синхронизма.

5-10. Редукторный синхронный реактивный двигатель

Свое наименование редукторный двигатель получил в связи с тем, что он позволяет в маломощных устройствах отказаться от применения механического редуктора и дает возможность понизить скорость вращения ротора электрическими методами, не изменяя частоту питания.

В воздушном зазоре редукторного двигателя, как и в известных машинах с распределенной обмоткой, создается вращающееся магнитное поле. Отличительной особенностью двигателя рассматриваемого типа является то, что скорость вращения ротора значительно отличается от скорости движения волны магнитного поля.

На рис. 5-68, *а* схематически показана конструкция редукторного двигателя, примененная фирмой Вестингауз для создания макета электрических часов, в которых секундная, минутная и даже часовая стрелки приводились в движение непосредственно валом двигателя, без механического редуктора [Л. 5-24]. Статор тороидальной формы и цилиндрический ротор выполнены из ли-

стов электротехнической стали. На внутренней поверхности статора и на внешней ротора имеются полукруглые пазы. Числа пазов статора z_1 и ротора z_2 не равны друг другу. Двухполюсная обмотка статора выполнена как спиральная. Часть обмотки показана на рис. 5-68, *а*. В случае двухфазного исполнения обмотка состоит из 4-х равных частей, каждая из которых охватывает дугу 90°. Таким образом, фаза содержит две соединенные последовательно половины обмотки, смещенные на 180°. Оси фаз при этом получаются сдвинутыми в пространстве на 90°.

При питании от однофазной сети в одну из обмоток включается конденсатор для получения вращающегося поля, как показано на рис. 5-68, *б*.

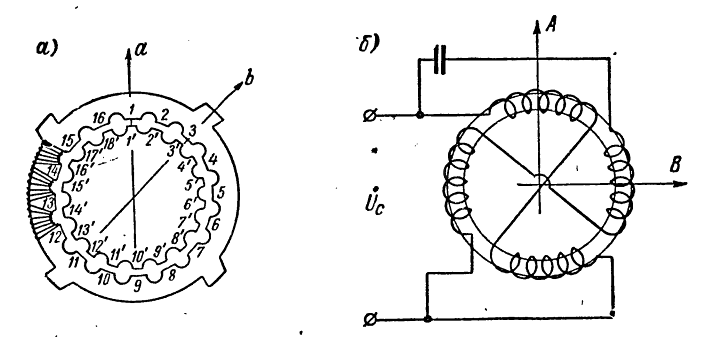


Рис. 5-68. Редукторный синхронный реактивный двигатель: *а* — магнитная цепь; *б* — схема обмотки

Для объяснения принципа действия рассмотрим в качестве примера машину с $z_1 = 16$ и $z_2 = 18$ пазов (см. рис. 5-68, *а*). Пусть в исходном положении ось волны потока совпадает со стрелкой *а*. Против зубцов статора *1* и *9* расположены зубцы ротора *1'* и *10'*, что соответствует максимальной проводимости воздушного зазора. Взаимное расположение остальных пазов статора и ротора такое, что по отношению к оси *а* обе половины магнитной цепи являются симметричными. В следующий момент времени, когда ось волны потока сместится и займет новое положение, совпадающее со стрелкой *b*, ротор повернется лишь настолько, чтобы совпали оси зубца статора *3* и зубца ротора *3'*. При этом снова возникнет уравновешенное состояние, поскольку в новом положении ротора обе половины магнитной цепи являются симметричными относительно оси *b*. Когда ось волны повернется на 180°, зубец ротора *9'* совпадает с зубцом *9* статора, и ротор сместится на одно зубцовое деление. Соответственно один оборот волны потока влечет за собой смещение ротора на два зубцовых деления.

В общем случае ротор смещается на $z_2 - z_1$ зубцовых делений за каждый оборот, совершаемый бегущей волной. Угол поворота ротора при этом равен:

$$2\pi \frac{z_2 - z_1}{z_1}.$$

Следовательно, отношение скорости вращения n ротора двигателя к скорости n_1 вращающегося магнитного поля равно:

$$\frac{n}{n_1} = \frac{2\pi \cdot \frac{z_2 - z_1}{z_1}}{2\pi} = \frac{z_2 - z_1}{z_2}. \tag{5-272}$$

Отсюда

$$n = n_1 \cdot \frac{z_2 - z_1}{z_2} = \frac{60f}{p} \cdot \frac{z_2 - z_1}{z_2}. \tag{5-273}$$

Чем меньше разность чисел зубцов статора и ротора, тем меньшую долю составляет скорость ротора по отношению к скорости поля. По условиям симметрии магнитной цепи эта разность должна быть четным числом и для двухполюсной машины она не может быть взята меньше двух. В общем случае минимальное значение разности z_2—z_1 должно быть равно $2p$.

Подставляя в (5-273) минимальное значение z_2—z_1, получаем выражение для минимальной скорости

$$n_{мин} = \frac{60f}{p} \cdot \frac{2p}{z_2} = \frac{120f}{z_2}. \tag{5-274}$$

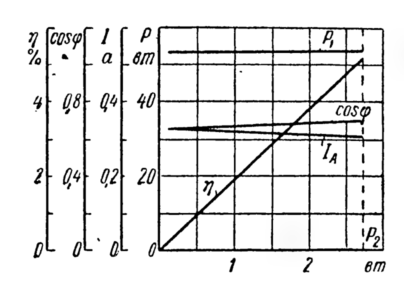


Рис. 5-69. Рабочие характеристики редукторного двигателя: $f = 50$ *гц*, $2p = 4$, $z_1 = 24$, $z_2 = 26$, $n = 115{,}3$ *об/мин*

Таким образом, $n_{мин}$ при заданной частоте определяется числом зубцов ротора и не зависит от числа полюсов двигателя. Сопоставляя равенство (5-261) и (5-262) для скорости вращения импульсного двигателя с полученным выражением (5-274) для редукторной машины, видим, что в отношении возможности снижения числа оборотов в минуту последний не имеет преимуществ по отношению к первому.

Основными достоинствами редукторного двигателя являются:

1) более равномерное вращение по сравнению с импульсным двигателем, и

2) соответственно меньшие качания ротора.

В рассмотренном примере число зубцов ротора больше числа зубцов статора, вследствие чего вращение происходило в направлении движения поля.

Нетрудно показать, что если $z_2 < z_1$, то направление вращения изменится на противоположное.

На рис. 5-69 представлены рабочие характеристики редукторного двигателя, скорость вращения которого равна 115,3 *об/мин* при $f = 50$ *гц* и $2p = 4$.

5-11. Практические сведения о синхронных реактивных двигателях

Двигатели с распределенной обмоткой статора серии РСД

Синхронные реактивные двигатели имеют различное конструктивное исполнение, определяемое разнообразием условий их применения в аппаратуре и в устройствах автоматики. В качестве примера приведем описание двигателей типа РСД, используемых в аппаратуре связи для синхронизации приемного и передающего аппаратов.

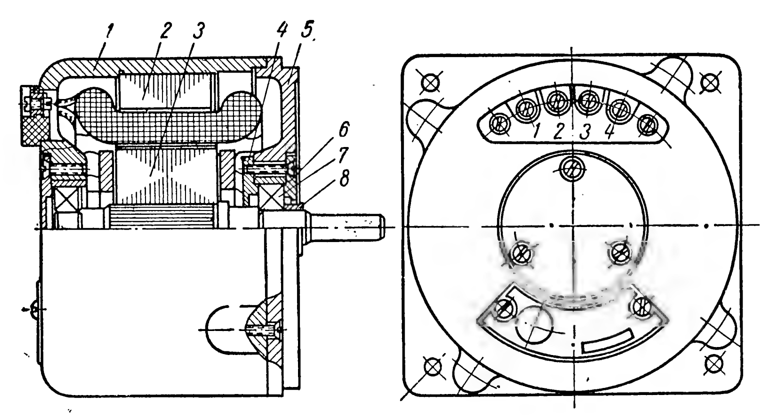


Рис. 5-70. Синхронный реактивный двигатель в закрытом исполнении типа РСД

1 — корпус; *2* — статор; *3* — ротор; *4* — внутренняя заглушка подшипникового щита; *5* — подшипниковый щит; *6* — наружная заглушка; *7* — шариковый подшипник; *8* — упорная втулка

Общий вид двигателя в закрытом исполнении, без вентилятора, представлен на рис. 5-70. Эта конструкция является типичной и для асинхронных машин малой мощности. Пакеты статора *2* и ротора *3* собраны из листов электротехнической стали. Обмотка статора двухслойная состоит из двух фаз, начала и концы которых выведены на панель с зажимами, расположенную на торцевой поверхности корпуса.

Ротор снабжен короткозамкнутой обмоткой, выполненной в виде беличьей клетки. Для улучшения условий пуска пазы ротора скошены на одно пазовое деление статора. На наружной поверхности ротора, обращенной к статору, выполнены две (по числу полюсов машины) неглубокие впадины, создающие магнитную асимметрию, необходимую для возникновения реактивного момента. Пакет ротора напрессован на вал, имеющий накатку в месте сопряжения поверхностей.

Подшипники — шариковые, высокого класса точности, позволяющие обеспечить плавное вращение ротора. Подшипник *7*, расположенный со стороны выступающего конца вала, закреплен на-

глухо посредством заглушек 4 и 6. Наружная обойма второго подшипника имеет возможность перемещаться в аксиальном направлении под действием сил, возникающих при температурных деформациях. Это позволяет избежать заклинивания шариков в широком интервале изменения температуры.

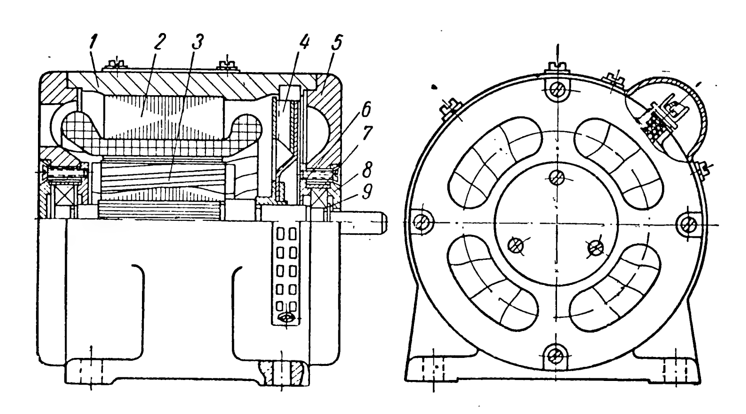


Рис. 5-71. Синхронный реактивный двигатель в вентилируемом исполнении типа РСД

1 — корпус; 2 — статор; 3 — ротор; 4 — вентилятор; 5 — щит; 6 — внутренняя заглушка подшипникового щита; 7 — шариковый подшипник; 8 — наружная заглушка; 9 — упорная втулка

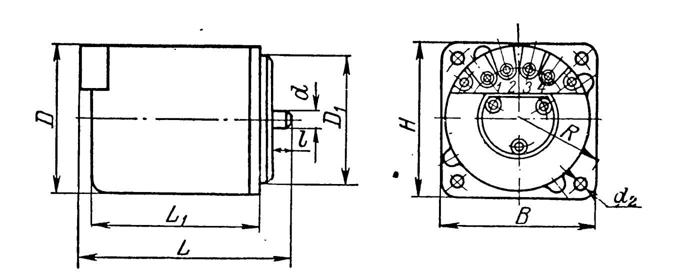


Рис. 5-72. Электродвигатель в закрытом исполнении типа РСД-221-2

Корпус и щит выполнены из алюминиевого сплава, который хорошо проводит тепло и легко подвергается обработке. Станина имеет форму стакана; ее торцевая часть выполняет функции одного из подшипниковых щитов, что упрощает изготовление машины.

Для крепления двигателя служит фланец с четырьмя отверстиями, снабженный обработанной цилиндрической поверхностью, используемой для точной установки машины при ее сочленении с приводимым устройством.

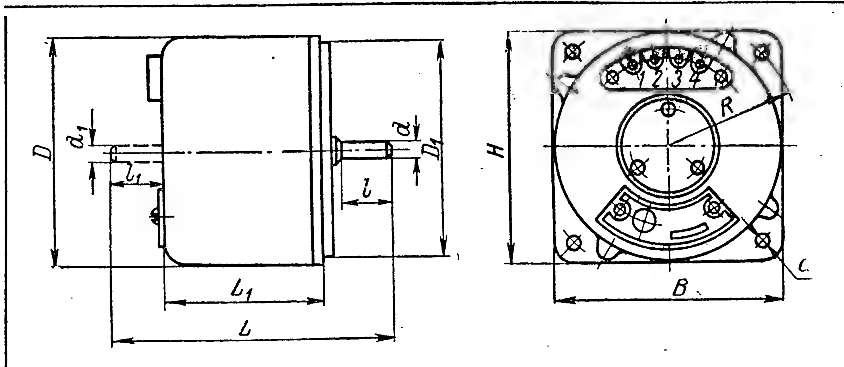


Рис. 5-73. Электродвигатели в закрытом исполнении типов РСД-413-2 и РСД-421-2 с одним выступающим концом вала и РСД-412-2 и РСД-422-2 с двумя выступающими концами вала (второй конец вала показан пунктиром)

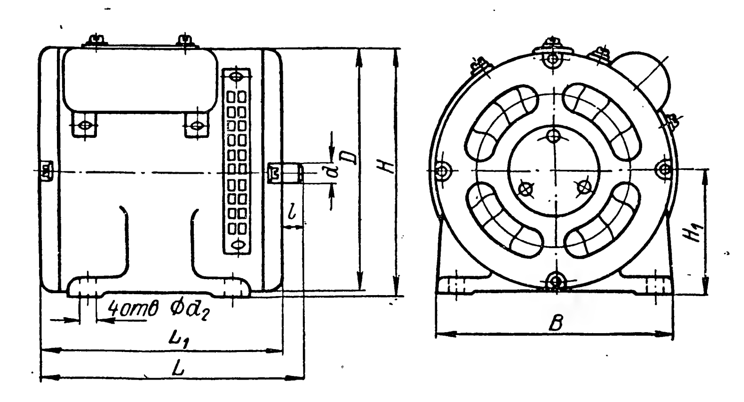


Рис. 5-74. Электродвигатель в защищенном исполнении с аксиальной вентиляцией типа РСД-431-2

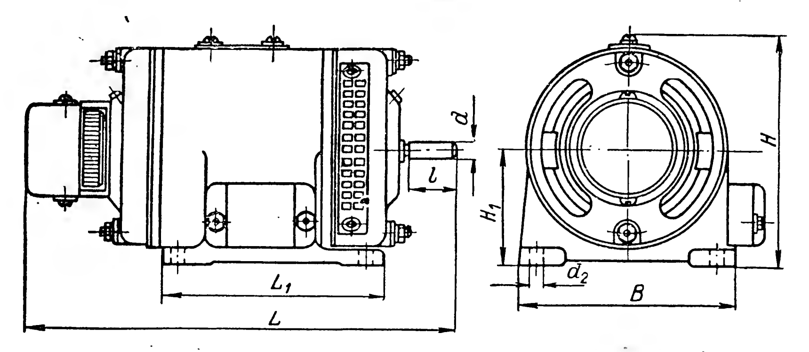


Рис. 5-75. Электродвигатель в защищенном исполнении с вентилятором и центробежным выключателем типа РСД-441-2 и РСД-442-2

Двигатели большей мощности (свыше 15—30 *вт*) имеют защищенное исполнение и снабжены вентилятором, прогоняющим воздух в аксиальном направлении (рис. 5-71). Воздух входит через отверстия в торцевой части щита, омывает лобовые части обмотки статора, проходит по каналам между пакетом статора и корпуса, охлаждает лобовые части обмотки со стороны вентилятора и выходит наружу через боковые отверстия в корпусе. Лапы, используемые для крепления двигателя, составляют одно целое с корпусом машины, что увеличивает жесткость конструкции.

На рис. 5-72, 5-73, 5-74 и 5-75 представлены общие виды двигателей РСД в закрытом и защищенном исполнениях. Габаритные и установочные размеры машин даны в табл. 5-2.

Таблица 5-2

Основные размеры синхронных реактивных двигателей типа РСД, *мм*

Тип двигателя	L	L_1	D	D_1	l	d	l_1	d_1	B	H	H_1	R	d_2
РС-221-2	85	68	60	50	8	4,5	—	—	60	60	—	35	4
РС-413-2	85	56	90	85	20	6	—	—	90	90	—	53	5
РС-412-2	100	56	90	85	20	6	20	6	90	90	—	53	5
РС-421-2	96	64,5	90	85	20	6	—	—	90	90	—	53	5
РС-422-2	105	64,5	90	85	15	6	20	6	90	90	—	53	5
РС-431-2	116	106	105	—	10	7,8	—	—	105	107	54,5	—	6,5
РС-441-2	250	122	112	—	34,5	9	—	—	120	123	63,5	—	7,5

Импульсные синхронные двигатели серии СД

Основные технические данные импульсных синхронных двигателей серии СД указаны в табл. 5-3. Обмотка синхронного двигателя в сочетании с последовательным или параллельным резонансным контуром включается в цепь анода ламп усилителя и питается пульсирующим током повышенной частоты от 800 до 2600 *гц*. Это упрощает схему питания и дает возможность применять стабильные камертонные генераторы без устройств для деления частоты.

Введение в синхронизм осуществляется посредством вспомогательного асинхронного конденсаторного двигателя с короткозамкнутым ротором, который выключается после окончания процесса пуска. Питание пускового двигателя предусмотрено от сети 50 *гц* (в некоторых исполнениях — от сети 400 *гц*).

На рис. 5-76 изображен двигатель серии СД в закрытом исполнении. Пусковой двигатель *1* конструктивно объединен с основным, так что оба двигателя имеют общий корпус *2* и вал *6*. Лист статора *4* имеет явновыраженные полюсы, на которых расположена обмотка *3* катушечного типа. Ротор *5*, несущий зубцы, необходимые для создания неравномерной проводимости воздушного зазора, связан эластично с валом посредством четырех спиральных пружин, предназначенных для облегчения втягивания в синхронизм.

Двигатель имеет шариковые подшипники, из которых один, со стороны свободного конца вала, закреплен наглухо, а другой может перемещаться в аксиальном направлении при температурных деформациях вала и станины. Корпус машины снабжен лапами, в которых имеются отверстия для крепящих болтов.

Двигатели бо̀льшей мощности, типа СД-18 и СД-22, выполняются в закрытом исполнении с наружным обдувом. При этом для увеличения теплоотдачи корпус двигателя снабжен ребрами.

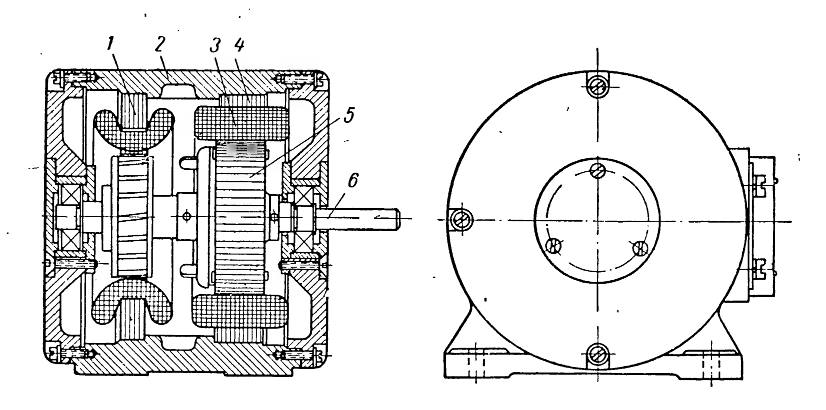


Рис. 5-76. Импульсный однотактный синхронный двигатель серии СД:
1 — пусковой двигатель; *2* — корпус; *3* — катушка обмотки; *4* — статор; *5* — ротор; *6* — вал

Таблица 5-3

Основные данные синхронных импульсных электродвигателей серии СД

Тип электродвигателя	Пусковой асинхронный двигатель				Синхронный электродвигатель						$D_к/l_к$, *мм*	Вес, *кг*
	2p	*U, в*	*I, а*	*f, гц*	*2p*	*U, в*	*I, а*	*f, гц*	*n, об/мин*	P_2, *вт*		
СД-15-1	8	115	2,7	400	60	1000	0,19	2300	4600	7	107/98	2,1
СД-15-2	2	127	0,29	50	120	900	0,21	2300	2300	7	107/98	2,1
СД-12	2	60	0,55	50	40	650	0,17	800	2400	10	110/131	2,8
СД-18	2	60	1,7	50	120	1200	0,26	2400	2400	18	116/133	2,8
СД-22	2	127	0,7	50	120	1200	0,55	2600	2600	40	168/200	7,8

2p — число полюсов;
$D_к$ — наружный диаметр или высота корпуса двигателя;
$l_к$ — длина корпуса двигателя (без вала);
U — напряжение питания;
I — ток асинхронного двигателя;
J — постоянная составляющая тока синхронного двигателя;
P_2 — полезная мощность

ГЛАВА ШЕСТАЯ

ВРАЩАЮЩИЕСЯ ТРАНСФОРМАТОРЫ (ВТ)

6-1. Назначение и устройство ВТ

Вращающиеся трансформаторы (ВТ) представляют собой микромашины переменного тока, служащие для получения на их выходе напряжения, амплитуда которого пропорциональна углу поворота ротора α, $\sin\alpha$ или $\cos\alpha$. Соответственно этому различают два основных режима работы ВТ: линейный вращающийся трансформатор (ЛВТ) и синусно-косинусный вращающийся трансформатор (СКВТ). ВТ также используется как построитель (ПВТ) для определения вектора по его составляющим и в качестве преобразователя координат.

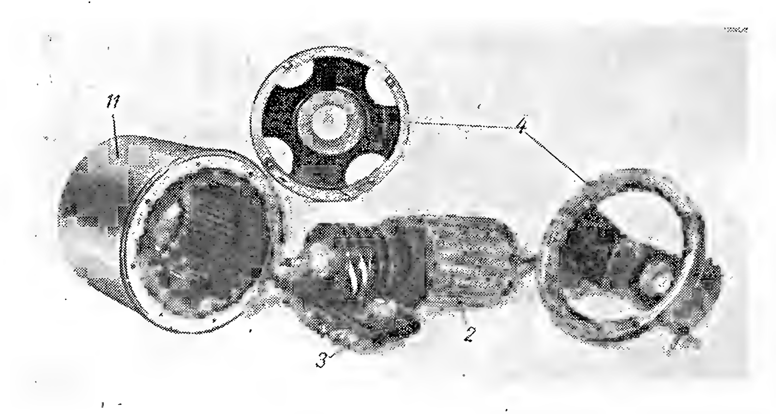


Рис. 6-1. Общий вид ВТ в разобранном виде
1 — статор; *2* — ротор; *3* — клеммная плата; *4* — крышки

Простота устройства, высокая точность и надежность в работе обеспечили ВТ широкое применение в счетно-решающих устройствах переменного тока моделирующего типа и различных областях автоматики, как весьма точные элементы для трансформаторных синхронных передач, фазовращатели (см. § 6-8) и т. п.

Конструктивно ВТ выполняется аналогично асинхронной машине с равномерным воздушным зазором. Пакеты статора и ротора набираются из листов электротехнической стали или пермаллоя, в пазы которых укладываются по две попарно одинаковых взаимно-перпендикулярных обмотки. Концы статорных обмоток непосредственно выведены на клеммную плату; концы роторных обмоток соединены с клеммной платой через контактные кольца или же с помощью гибких проводников. В последнем случае угол поворота ротора ВТ ограничен.

На рис. 6-1 приведен общий вид ВТ в разобранном виде, а на рис. 6-2 — электрическая схема расположения его обмоток. Для

определенности будем считать, что обмотка возбуждения (C_1C_2) располагается на статоре, а обмотки, с которых снимается э.д.с. (P_1P_2) и (P_3P_4), на роторе. В некоторых случаях встречается и обратное расположение обмоток. Обмотка (C_3C_4), перпендикулярная обмотке возбуждения, называется квадратурной обмоткой, а вторичные обмотки (P_1P_2) и (P_3P_4) — соответственно синусной и косинусной обмотками.

Угол поворота ротора α отсчитывается от оси обмотки возбуждения до оси косинусной обмотки ротора (P_3P_4). Независимо от назначения ВТ взаимная индуктивность обмоток статора и ротора должна с высокой степенью точности изменяться по синусоидальному (косинусоидальному) закону от угла поворота ротора α. Допустимые отклонения от этого закона определяются ошибками ВТ и рассмотрены ниже. В подавляющем большинстве случаев они не превосходят 0,05%.

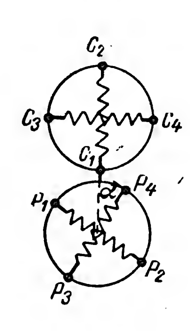


Рис. 6-2. Схема расположения обмоток ВТ

Кроме указанных типов ВТ, в счетно-решающих устройствах широко применяются так называемые масштабные вращающиеся трансформаторы (МВТ), предназначенные для согласования (масштабирования) счетно-решающих каскадов (см. § 6-9). По своему устройству они отличаются от обычных СКВТ только стопорным приспособлением, позволяющим зафиксировать ротор в заданном положении.

6-2. Принцип работы ВТ

Для выяснения физических принципов работы ВТ в различных режимах будем считать, что собственные параметры обмоток (активное сопротивление и индуктивное сопротивление рассеяния) равны нулю. При этом условии э.д.с. обмоток численно равны приложенным напряжениям: $U_1 = E_1$, $U_2 = E_2$. Здесь и в дальнейшем величины, относящиеся к статору (обмотка возбуждения), обозначаются индексом «1», а величины, относящиеся к ротору (вторичная обмотка),— индексом «2». Теория работы ВТ с учетом собственных параметров обмоток статора и ротора приведена в § 6-5.

Работа ВТ в режиме СКВТ

Рассмотрим вначале работу СКВТ, имеющего только две обмотки: обмотку возбуждения на статоре и вторичную обмотку на роторе. Электрическая схема такого ВТ представлена на рис. 6-3. Если сопротивление нагрузки, включенной на вторичную обмотку, равно бесконечности (холостой ход), то э.д.с. на ее зажимах

$$E_a = kE_1 \sin\alpha = E_2 \sin\alpha, \qquad (6\text{-}1)$$

где

$$k = \frac{E_2}{E_1} = \frac{w_{2э}}{w_{1э}}$$

коэффициент трансформации, определяемый как отношение действующих значений э.д.с. или эффективных витков обмоток ротора и статора ВТ.

При конечном сопротивлении нагрузки во вторичной обмотке появится ток I_a, который создаст намагничивающую силу (н.с.) $F_a = w_{2э}I_a$, направленную по оси обмотки. Эту н. с. можно разложить на две составляющие (рис. 6-4): $F_{ad} = F_a \sin\alpha$ — продольную, совпадающую по направлению с осью обмотки возбуждения, и $F_{aq} = F_a \cos\alpha$ — поперечную — ей перпендикулярную.

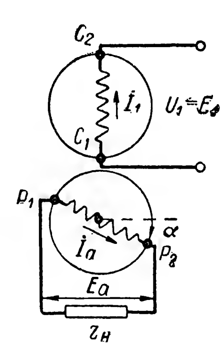


Рис. 6-3. Электрическая схема двухобмоточного ВТ

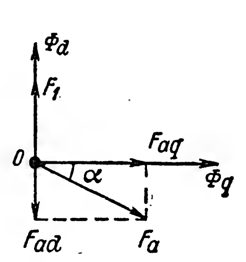


Рис. 6-4. Векторная диаграмма н. с. ВТ с одной обмоткой на роторе

Под действием этих н. с. в ВТ образуются два магнитных потока. Продольный поток Φ_d создается совместным действием н. с. обмотки возбуждения и продольной составляющей н. с. вторичной обмотки. Он имеет такое же значение, как и при разомкнутой обмотке ротора, так как размагничивающее действие продольной составляющей н. с. компенсируется увеличением тока обмотки возбуждения. Поперечный поток Φ_q пропорционален поперечной составляющей н. с. $\Phi_q = \lambda F_a \cos\alpha$, где λ — магнитная проводимость, которая при равномерном воздушном зазоре не зависит от угла поворота ротора.

Э.д.с., индуктируемая во вторичной обмотке от этих двух потоков, будет равна:

$$\dot{E}_a = k\dot{E}_1 \sin\alpha - \frac{j\omega}{\sqrt{2}} \dot{\Phi}_q w_{2э} \cos\alpha = k\dot{E}_1 \sin\alpha - \frac{j\omega}{\sqrt{2}} \lambda w_{2э}^2 \dot{I}_a \cos^2\alpha. \quad (6\text{-}2)$$

Но

$$\frac{\omega\lambda w_{2э}^2}{\sqrt{2}} = x_{02}$$

индуктивное сопротивление намагничивания со стороны вторичной обмотки ВТ;

$$\dot{I}_a = \frac{\dot{E}_a}{\dot{Z}_н},$$

где $\dot{Z}_н$ — сопротивление нагрузки.

Подставляя эти значения в формулу (6-2), и решая относительно $\dot{E}_a$, получим:

$$\dot{E}_a = \frac{k\dot{E}_1 \sin\alpha}{1 + \frac{jx_{02}}{Z_н}\cos^2\alpha}. \tag{6-3}$$

Из этой формулы видно, что при наличии нагрузки э.д.с. вторичной обмотки изменяется не по синусоидальному закону, причем искажение тем сильнее, чем больше отношение $\frac{jx_{02}}{Z_н}$. Физически это искажение обусловлено появлением поперечного потока Φ_q.

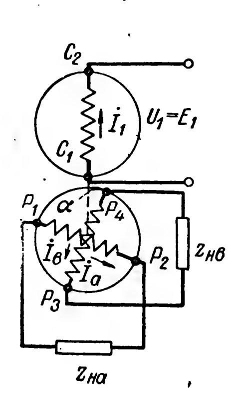


Рис. 6-5. Электрическая схема ВТ с двумя обмотками на роторе

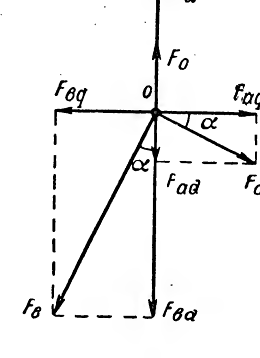


Рис. 6-6. Векторная диаграмма н. с. ВТ с двумя обмотками на роторе

Во вращающихся трансформаторах, работающих в режиме СКВТ, выходное напряжение должно изменяться по закону синуса или косинуса от угла поворота ротора. Чтобы получить этот закон изменения, надо устранить поперечную составляющую магнитного потока. Это можно осуществить путем соответствующей нагрузки либо второй (косинусной) обмотки ротора (так называемое вторичное симметрирование), либо второй (квадратурной) обмотки статора (первичное симметрирование).

Рассмотрим работу СКВТ при вторичном симметрировании. На рис. 6-5 приведена электрическая схема СКВТ с двумя обмотками синусной «*a*» и косинусной «*в*» на роторе, включенными на сопротивления нагрузки $z_{на}$ и $z_{нb}$, а на рис. 6-6 — векторная диаграмма н. с. Для полной компенсации поперечного потока необходимо, чтобы было $F_{aq} = F_{bq}$, или

$$\dot{I}_a w_{2э} \cos\alpha = \dot{I}_b w_{2э} \sin\alpha. \tag{6-4}$$

При отсутствии поперечного потока

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_a &= \frac{k\dot{E}_1 \sin\alpha}{z_{нa}}; \\ \dot{I}_b &= \frac{k\dot{E}_1 \cos\alpha}{z_{нb}}. \end{aligned}\right\} \tag{6-5}$$

Подставляя эти значения для токов в формулу (6-4), получим условие вторичного симметрирования:

$$z_{\text{н}a} = z_{\text{н}b} = z_{\text{н}}, \tag{6-6}$$

т. е. для вторичного симметрирования ВТ надо, чтобы сопротивления нагрузок обмоток ротора были одинаковы.

Нетрудно видеть, что при вторичном симметрировании ток возбуждения, а также и входное сопротивление СКВТ не зависят от угла поворота ротора. Действительно, из условия равновесия продольных н. с. (см. рис. 6-6) получим:

$$\dot{F}_1 = \dot{F}_0 - \dot{F}_{ad} - \dot{F}_{bd},$$

или

$$w_{1э}\dot{I}_1 = w_{1э}\dot{I}_0 - w_{2э}\dot{I}_a \sin\alpha - w_{2э}\dot{I}_b \cos\alpha.$$

Подставляя сюда значения токов по формулам (6-5) и учитывая, что

$$\dot{I}_0 = \frac{-\dot{E}_1}{jx_0},$$

где x_0 — индуктивное сопротивление намагничивания обмотки возбуждения, будем иметь:

$$w_{1э}\dot{I}_1 = \frac{-\dot{E}_1}{jx_0} w_{1э} - \frac{k\dot{E}_1 w_{2э}}{z_{\text{н}a}} \sin^2\alpha - \frac{k\dot{E}_1 w_{2э}}{z_{\text{н}b}} \cos^2\alpha;$$

отсюда при условии (6-6) получим:

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_1 &= -\dot{E}_1\left(\frac{1}{jx_0} + \frac{1}{z'_{\text{н}}}\right); \\ Z_{вх} &= \frac{jx_0 z'_{\text{н}}}{jx_0 + z'_{\text{н}}}, \end{aligned}\right\} \tag{6-7}$$

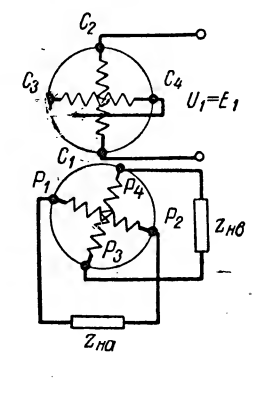


Рис. 6-7. Электрическая схема ВТ при первичном симметрировании

где $z'_{\text{н}} = \frac{z_{\text{н}}}{k^2}$ — приведенное к обмотке возбуждения сопротивление нагрузки.

При первичном симметрировании квадратурная обмотка СКВТ замыкается накоротко (рис. 6-7). По отношению к поперечной составляющей н. с. обмотки ротора она является вторичной обмоткой трансформатора. Величина поперечного потока в таком трансформаторе определяется геометрической суммой н. с., которая если пренебрегать намагничивающим током, равна нулю. Отсюда следует, что искажения в синусоидальной зависимости э.д.с. от угла поворота ротора во вторичных обмотках ВТ будут отсутствовать при любых значениях сопротивлений нагрузок.

Более точное рассмотрение вопроса (§ 6-5) показывает, что для выполнения условия первичного симметрирования необходимо,

чтобы сопротивление нагрузки квадратурной обмотки равнялось выходному сопротивлению источника питания ВТ.

При первичном симметрировании входное сопротивление ВТ (сопротивление обмотки возбуждения) изменяется в зависимости от угла поворота ротора, в то время как выходное сопротивление вторичных обмоток не зависит от угла поворота ротора.

Экспериментально точность первичного и вторичного симметрирования проверяется с помощью схем, приведенных на рис. 6-8, *а* и *б*. Поскольку при выполнении условий симметрирования поперечный поток Φ_q отсутствует, то показания вольтметров, включен-

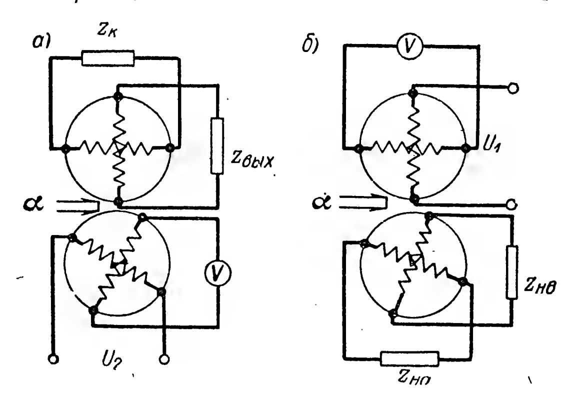


Рис. 6-8. Схема для экспериментальной проверки электрического симметрирования ВТ:
а — при первичном симметрировании; *б* — при вторичном симметрировании

ных в квадратурную обмотку при проверке вторичного симметрирования (рис. 6-8, *б*) и в одну из обмоток ротора при проверке первичного симметрирования (рис. 6-8, *а*), должны быть равны нулю для любого углового положения ротора ВТ. При проверке первичного симметрирования обмотка возбуждения ВТ замыкается на сопротивление, равное выходному сопротивлению источника питания.

В некоторых схемах с целью уменьшения погрешностей в СКВТ производят как первичное, так и вторичное симметрирование, т. е. используют все четыре обмотки вращающегося трансформатора. Поэтому ВТ выполняется всегда с четырьмя обмотками, как это показано на рис. 6-2.

Работа ВТ в режиме ЛВТ

Принцип работы линейного вращающегося трансформатора основан на том, что напряжение на его выходе можно получить пропорциональным функции

$$f(\alpha) = \frac{\sin\alpha}{1 + m\cos\alpha}, \qquad (6\text{-}8)$$

которая при $m \approx 0{,}5$ достаточно хорошо представляет линейную функцию. Действительно, разлагая числитель и знаменатель формулы (6-8) в ряд Маклорена по степеням α и полагая $m = 0{,}5$, получим:

$$\sin \alpha = \alpha - \frac{\alpha^3}{6} + \frac{\alpha^5}{120} - \ldots;$$

$$1 + 0{,}5 \cos \alpha = \frac{3}{2} - \frac{\alpha^2}{4} + \frac{\alpha^4}{48} - \ldots.$$

Выполняя деление, будем иметь:

$$f(\alpha) = \frac{2}{3}\left(\alpha - \frac{\alpha^5}{180} + \ldots\right).$$

Это выражение показывает, что функция $f(\alpha)$, определенная по формуле (6-8), близка к линейной.

Точный анализ функции $f(\alpha)$ позволяет оценить погрешности ее отклонения от линейной зависимости для различных значений m. Так, например, при изменении α от $-60°$ до $60°$ и $m = 0{,}54$ погрешность составляет около 0,06% (§ 6-11).

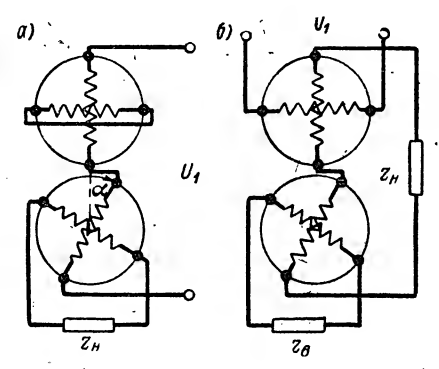


Рис. 6-9. Электрическая схема ЛВТ: *а* — с первичным симметрированием; *б* — со вторичным симметрированием

Для получения зависимости выходного напряжения ЛВТ от угла поворота ротора в соответствии с формулой (6-8) могут быть использованы две схемы: схема ЛВТ с первичной симметрией (рис. 6-9, *а*) и схема ЛВТ со вторичной симметрией (рис. 6-9, *б*).

Рассмотрим кратко принцип работы схемы ЛВТ с первичной симметрией. В этой схеме обмотка возбуждения ВТ и косинусная обмотка соединены последовательно и включены в сеть, квадратурная обмотка замкнута накоротко, а синусная обмотка включена на нагрузку. Поперечный поток, появляющийся от тока в цепи нагрузки, демпфируется короткозамкнутой квадратурной обмоткой и при определении э.д.с. в обмотках может не учитываться. Тогда, считая, что э.д.с. создается только продольным потоком, будем иметь: для цепи возбуждения ЛВТ

$$U_1 = E_1 + E_2 \cos \alpha = E_1 (1 + k \cos \alpha);$$

для цепи нагрузки

$$U_н = E_2 \sin \alpha = k E_1 \sin \alpha.$$

Исключая E_1 из этих двух выражений, получим:

$$U_н = kU_1 \frac{\sin\alpha}{1 + k\cos\alpha},$$

т. е. зависимость, которая при $k = m$ совпадает с выражением (6-8).

Схема ЛВТ со вторичной симметрией (рис. 6-9, *б*) является взаимной по отношению к схеме ЛВТ с первичной симметрией и, согласно теореме взаимности, сформулированной применительно к четырехполюсникам, для нее имеют место аналогичные соотношения. В отличие от схемы с первичной симметрией выходное сопротивление ЛВТ со вторичной симметрией зависит от угла поворота ротора. Это обстоятельство сильно ограничивает возможности использования ЛВТ в электрических счетно-решающих устройствах. Поэтому практически нашли применение главным образом схемы ЛВТ с первичной симметрией. Тот факт, что входное сопротивление ЛВТ с первичной симметрией зависит от углового положения ротора, не является существенным, так как ЛВТ обычно устанавливается в начале счетно-решающего каскада и возбуждается непосредственно от сети.

Работа ВТ в режиме построителя

При работе ВТ в режиме построителя с его помощью определяется значение вектора по его составляющим в прямоугольной системе координат или же решается обратная задача разложения вектора на его составляющие.

На рис. 6-10 приведена принципиальная схема включения ВТ для решения прямой задачи. Работа схемы происходит следующим образом.

Пусть заданы составляющие a_x и a_y вектора $\bar{a}$, требуется определить величину вектора a и угол β, который он составляет с осью абсцисс (рис. 6-11). Совместим ось Ox с осью квадратурной обмотки ВТ, а ось Oy с осью обмотки возбуждения. Положим, что в определенном масштабе напряжения, подаваемые на обмотки статора ВТ, пропорциональны составляющим вектора по осям координат $U_1 \sim a_y$, $U_к \sim a_x$. Магнитные потоки, пульсирующие по осям обмоток статора, при отсутствии насыщения будут пропорциональны напряжениям U_1 и $U_к$, а следовательно, и составляющим вектора a_y и a_x. Результирующий магнитный поток ВТ, очевидно, будет пропорционален модулю вектора, а его направление составит угол β с осью квадратурной обмотки. Величина этого магнитного потока может быть определена по максимальному значению э.д.с. в одной из обмоток ротора при совпадении оси обмотки с осью магнитного потока ВТ.

Следовательно, э.д.с. обмотки в некотором масштабе выражает модуль вектора, а угол поворота ротора — угол между направлением вектора и осью абсцисс. Совпадение осей магнитного потока и одной из обмоток ротора достигается, как это показано на рис. 6-10,

автоматически с помощью исполнительного двигателя, получающего сигнал управления от второй обмотки ротора ВТ.

В рассмотренном примере ВТ выполнял по существу задачу преобразования от декартовых к полярным координатам. ВТ также может легко решать задачу преобразования от одной декартовой системы координат к другой при повороте их осей. Совместим оси координат Ox и Oy с обмотками статора, а повернутую на угол α систему координат $Ox'y'$ — с осями обмоток ротора (рис. 6-12).

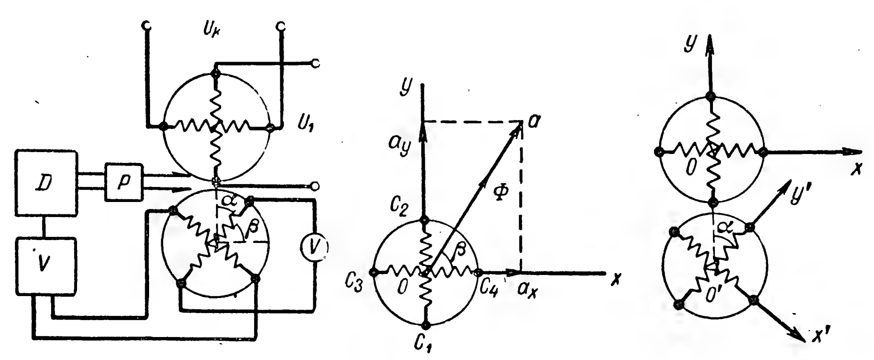


Рис. 6-10. Принципиальная схема работы ВТ как построителя

Рис. 6-11. Разложение вектора на составляющие с помощью ВТ

Рис. 6-12. ВТ как преобразователь координат

При возбуждении обмоток статора напряжениями U_1 и $U_к$ э.д.с. на обмотках ротора будут равны:

$$\left.\begin{aligned} \dot{E}_a &= k\left(\dot{U}_к \cos\alpha + \dot{U}_1 \sin\alpha\right); \\ \dot{E}_b &= k\left(-\dot{U}_к \sin\alpha + \dot{U}_1 \cos\alpha\right). \end{aligned}\right\} \qquad (6\text{-}9)$$

Полученные соотношения дают с точностью до масштабного коэффициента k известные из аналитической геометрии формулы преобразования координат.

6-3. Погрешности и классификация ВТ по классам точности

Качество работы ВТ в счетно-решающих схемах и автоматических устройствах зависит от точности воспроизведения им заданных синусоидальной или линейной зависимостей. Поэтому важнейшими величинами, определяющими погрешность ВТ, являются:

1) Ошибка в выработке синусоидальной (косинусоидальной) зависимости для СКВТ в угловых минутах или % от E_2.

2) Ошибка в выработке линейной зависимости для ЛВТ в угловых минутах или % от $U_{вых.\ макс}$.

3) Асимметрия нулевых точек в угловых минутах. Для определения асимметрии нулевых точек ВТ возбуждается попеременно через обе обмотки статора и определяются углы поворота ротора,

при которых э.д.с. на одной из обмоток ротора равна нулю. Максимальное отклонение этих углов от 90° и представляет собой асимметрию нулевых точек.

4) Э.д.с. квадратурной обмотки в % от E_1. Величина этой э.д.с., вообще говоря, зависит от углового положения ротора. Как правило, э.д.с. квадратурной обмотки состоит из двух частей: постоянной составляющей, не зависящей от углового положения ротора, и переменной составляющей, изменяющейся с двойной периодичностью от угла поворота ротора или периодичностью, кратной числу зубцов на роторе. На рис. 6-13 приведена записанная на самописце кривая зависимости действующего значения э.д.с. квадратурной обмотки от угла поворота ротора ВТ.



Рис. 6-13. Кривая зависимость э.д.с. квадратурной обмотки от угла поворота ротора

5) Остаточные э.д.с. при нулевом выходном сигнале в % от E_2. Эти э.д.с. связаны с появлением высших временных гармоник или с образованием в ВТ вращающегося магнитного поля от короткозамкнутых витков в магнитопроводах. Остаточные э.д.с. оказывают

Таблица 6-1

Классы точности ВТ

Показатель погрешности \ Класс точности	0-й	1-й	2-й	3-й
Асимметрия нулевых точек (в угловых минутах)	3	8	16	22
Максимальное значение э.д.с. квадратурной обмотки (в % от E_1)	0,4	0,6	0,9	1,5
Максимальная ошибка в режиме СКВТ (в % от E_2)	0,06	0,11	0,22	0,3
Максимальная ошибка в режиме ЛВТ (в % от $U_{вых. макс}$)	—	0,11	0,22	0,3

вредное влияние на работу счетно-решающей схемы и усилительных устройств при малых выходных рабочих напряжениях ВТ.

6) Изменение фазы выходного напряжения ВТ от угла поворота ротора. Наибольших значений это изменение имеет место в ЛВТ (до нескольких градусов).

Некоторые из указанных типов погрешностей связаны друг с другом и даже обусловливают друг друга. Поэтому на практике часто для характеристики точности данного образца ВТ ограничиваются только следующими показателями погрешности:

а) асимметрия нулевых точек в угловых минутах;

б) максимальное значение э.д.с. квадратурной обмотки в % от E_1;

в) ошибка в режиме СКВТ в % от E_2;

г) ошибка в режиме ЛВТ в % от $U_{\text{вых. макс}}$.

В зависимости от значения этих показателей некоторые типы ВТ классифицируются по классам точности в соответствии с табл. 6-1.

6-4. Электрические параметры ВТ

Кроме рассмотренных в § 6-3 показателей точности, ВТ как электрический счетно-решающий элемент характеризуется следующими величинами.

Коэффициент трансформации. Коэффициентом трансформации называется отношение максимального действующего значения э.д.с. вторичной обмотки к действующему значению э.д.с. обмотки возбуждения. Для ЛВТ коэффициент трансформации имеет вполне определенное значение и в зависимости от габаритов находится в пределах 0,565—0,575. Для СКВТ подобных ограничений на величину коэффициента трансформации нет, и она с целью унификации может быть принята такой же, как и для ЛВТ. Однако для более удобного согласования каскадов в счетно-решающих схемах представляется удобным иметь СКВТ с несколько меньшим и несколько большим значением коэффициента трансформации. На практике находят применение СКВТ с коэффициентами трансформации, близкими к 0,1 и 1,0.

Входное и выходное сопротивления. Входное сопротивление ВТ в общем случае зависит от параметров обмотки возбуждения, сопротивления нагрузки и угла поворота ротора.

Для СКВТ при условии вторичного симметрирования входное сопротивление не зависит от угла поворота ротора. Если сопротивление нагрузки достаточно велико по сравнению с выходным сопротивлением, то входное сопротивление СКВТ близко к его сопротивлению холостого хода, которое обычно задается при проектировании ВТ и приводится в технических условиях.

В ЛВТ, выполненном по схеме со вторичной симметрией (рис. 6-9, *б*), входное сопротивление не зависит от угла поворота ротора. Для ЛВТ с первичной симметрией (рис. 6-9, *а*) входное сопротивление изменяется в зависимости от угла поворота ротора

в пределах от $1{,}32x_0$ до $1{,}08x_0$, где x_0 — индуктивное сопротивление намагничивания обмотки возбуждения ВТ.

Выходное сопротивление ВТ зависит от параметров его вторичных обмоток, коэффициента трансформации, выходного сопротивления источника питания или предыдущего каскада и угла поворота ротора. В том случае, когда полные сопротивления короткозамкнутого контура и цепи возбуждения ВТ одинаковы (условие первичной симметрии), выходное сопротивление не зависит от угла поворота ротора.

Потребляемая мощность. Активная мощность, рассеиваемая в ВТ, вследствие низких магнитных нагрузок и малых величин активных сопротивлений обмоток незначительна и как величина, характеризующая работу ВТ, часто не задается. Полная (вольтамперная) мощность легко может быть определена по величине напряжения возбуждения и входному сопротивлению ВТ:

$$P = \frac{U_1^2}{z_{вх}}.$$

Активное сопротивление и индуктивное сопротивление рассеяния обмоток. Величины этих сопротивлений имеют существенное значение при работе ВТ в режиме ЛВТ (§ 6-6). Активное сопротивление обмоток определяет фазовую погрешность ЛВТ, от индуктивного сопротивления рассеяния, точнее от его отношения к индуктивному сопротивлению намагничивания, зависит значение коэффициента трансформации ЛВТ, при котором зависимость выходного напряжения от угла поворота ротора оказывается наиболее близкой к линейной.

Изменение активного сопротивления ВТ от окружающей температуры ухудшает стабильность работы счетно-решающей схемы и должно учитываться при симметрировании схем с ВТ.

6-5. Основы теории идеализированного СКВТ

В настоящем и последующих трех параграфах рассматриваются основные электромагнитные соотношения так называемого идеализированного ВТ, т. е. вращающегося трансформатора, у которого собственные параметры обмоток постоянны, а индуктивные сопротивления взаимоиндукции между обмотками статора и ротора изменяются по синусоидальному (косинусоидальному) закону от угла поворота ротора α.

Эти условия будут выполнены, если:

а) отсутствуют высшие гармоники н. с. от несинусоидального распределения обмоток по расточке ВТ;

б) отсутствуют высшие гармоники в кривой распределения индукции магнитного поля в зазоре, обусловленные наличием пазов на статоре и роторе ВТ;

в) магнитная цепь ВТ не насыщена, а потери на гистерезис и вихревые токи в материале магнитопровода пренебрежимо малы;

г) воздушный зазор ВТ является равномерным (нет эксцентриситета между расточками статора и ротора);

д) магнитопроводы статора и ротора ВТ совершенно симметричны по своим магнитным свойствам.

Отклонения от указанных требований вызывают ошибки ВТ.

При выводе основных соотношений будем также считать:

1) напряжение источника питания изменяется по синусоидальному закону во времени;

2) выходное сопротивление источника питания постоянно и может быть отнесено к собственным параметрам цепи возбуждения ВТ;

3) обмотка возбуждения и квадратурная обмотка, а также синусная и косинусная обмотки ротора имеют попарно одинаковые числа витков; поэтому при анализе можно ограничиться только одним коэффициентом трансформации

$$k = \frac{w_{2э}}{w_{1э}}.$$

Принципиальная схема СКВТ с учетом собственных параметров цепей и сопротивлений нагрузок приведена на рис. 6-14.

Рис. 6-14. Принципиальная схема СКВТ с учетом собственных параметров обмоток

Введем обозначения:

$z_1 = r_1 + jx_1$ — сопротивление цепи обмотки возбуждения, включая выходное сопротивление источника питания;

$z_к = r_к + jx_к$ — сопротивление цепи квадратурной обмотки;

$z_2 = r_2 + jx_2$ — сопротивление обмоток ротора;

$\dot{U}_1$ — напряжение источника питания;

$\dot{I}_1$, $\dot{I}_к$, $\dot{I}_a$, $\dot{I}_b$ — токи в контурах СКВТ.

Тогда уравнения э.д.с. СКВТ, включенного на сопротивления нагрузки $z_{нa}$ и $z_{нb}$, запишем в виде:

$$\left.\begin{aligned}
&(z_1 + jx_0)\dot{I}_1 + jx_0 k \sin\alpha \dot{I}_a + jx_0 k \cos\alpha \dot{I}_b = \dot{U}_1;\\
&(z_к + jx_0)\dot{I}_к + jx_0 k \cos\alpha \dot{I}_a - jx_0 k \sin\alpha \dot{I}_b = 0;\\
&jx_0 k \sin\alpha \dot{I}_1 + jx_0 k \cos\alpha \dot{I}_к + (z_a + jx_0 k^2)\dot{I}_a = 0;\\
&jx_0 k \cos\alpha \dot{I}_1 - jx_0 k \sin\alpha \dot{I}_к + (z_b + jx_0 k^2)\dot{I}_b = 0,
\end{aligned}\right\} \quad (6\text{-}10)$$

где

$$z_a = z_2 + z_{нa};$$

$$z_b = z_2 + z_{нb}.$$

Решая эти уравнения относительно токов $\dot{I}_1$, $\dot{I}_к$, $\dot{I}_a$, $\dot{I}_b$, получим:

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_1 &= \dot{U}_1 \frac{1 - Y(z_b - z_a)\cos^2\alpha}{z_1 + \dfrac{jx_0 z_a}{z_a + jx_0 k^2} + Y(z_b - z_a)(z_к - z_1)\cos^2\alpha}; \\ \dot{I}_к &= \dot{U}_1 \frac{-\dfrac{Y}{2}(z_b - z_a)\sin 2\alpha}{z_1 + \dfrac{jx_0 z_a}{z_a + jx_0 k^2} + Y(z_b - z_a)(z_к - z_1)\cos^2\alpha}; \end{aligned}\right\} \quad (6\text{-}11а)$$

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_a &= \dot{U}_1 \frac{-jx_0 k\sin\alpha}{z_a(z_1 + jx_0) + z_1 jx_0 k^2 + \dfrac{(jx_0 k)^2 (z_b - z_a)(z_к - z_1)}{z_b(z_к + jx_0) + z_к jx_0 k^2}\cos^2\alpha}; \\ \dot{I}_b &= \dot{U}_1 \frac{-jx_0 k\cos\alpha}{z_b(z_1 + jx_0) + z_1 jx_0 k^2 + \dfrac{(jx_0 k)^2 (z_b - z_a)(z_к - z_1)}{z_a(z_к + jx_0) + z_к jx_0 k^2}\sin^2\alpha}, \end{aligned}\right\} \quad (6\text{-}11б)$$

где

$$Y = \frac{(jx_0 k)^2}{z_a z_b z_к\left(1 + \dfrac{jx_0 k^2}{z_a}\right)\left(1 + \dfrac{jx_0 k^2}{z_b} + \dfrac{jx_0}{z_к}\right)}.$$

Из полученных выражений следует, что токи в цепях нагрузок СКВТ, а следовательно, и напряжения на сопротивлениях $z_{нa}$ и $z_{нb}$ будут изменяться по синусоидальному (косинусоидальному) закону от угла поворота ротора в трех случаях:

1) $z_a = z_b$, $z_1 \neq z_к$, т. е. выполнено условие вторичной симметрии; при этом ток в квадратурной обмотке равен нулю, а ток возбуждения и входное сопротивление СКВТ остаются постоянными;

2) $z_1 = z_к$, $z_a \neq z_b$, т. е. выполнено условие первичной симметрии; при этом ток возбуждения, а также и входное сопротивление СКВТ изменяются от угла поворота ротора;

3) $z_1 = z_к$, $z_a = z_b$, т. е. выполнены условия как первичной, так и вторичной симметрии, в этом режиме как входное, так и выходное сопротивления СКВТ не зависят от угла поворота ротора.

6-6. Электромагнитные соотношения в ЛВТ

Здесь мы ограничимся рассмотрением теории ЛВТ с первичной симметрией, ибо, как уже отмечалось, ЛВТ со вторичной симметрией имеет весьма ограниченное применение.

Принципиальная схема ЛВТ с первичной симметрией, включенного на произвольное сопротивление нагрузки, дана на рис. 6-15. Составим уравнения э.д.с. этой схемы. Приняв те же обозначения, что и в § 6-5, получим:

$$
\left.\begin{aligned}
&[z_{12}+jx_0(1+k^2+2k\cos\alpha)]\dot{I}_1+jx_0k\sin\alpha\dot{I}_a-jx_0k\sin\alpha\dot{I}_\text{к}=\dot{U}_1;\\
&-jx_0k\sin\alpha\dot{I}_1+jx_0k\cos\alpha\dot{I}_b+(z_\text{к}+jx_0)\dot{I}_\text{к}=0;\\
&jx_0k\sin\alpha\dot{I}_1+(z_a+jx_0k^2)\dot{I}_a+jx_0k\cos\alpha\dot{I}_\text{к}=0,
\end{aligned}\right\}\quad(6\text{-}12)
$$

где $z_{12}=z_1+z_2$ — сопротивление цепи возбуждения.

Решая эту систему уравнений относительно тока $\dot{I}_a$, найдем:

$$
\dot{I}_a=\dot{U}_1\frac{jx_0k(jx_0+z_\text{к}+jx_0k\cos\alpha)\sin\alpha}{D},\qquad(6\text{-}13)
$$

где

$$
D=[jx_0(1+k^2+2k\cos\alpha)+z_{12}](jx_0k^2z_\text{к}+jx_0z_a+z_\text{к}z_a)+\\
+(jx_0k)^2(z_{12}-z_\text{к}-z_a).\qquad(6\text{-}14)
$$

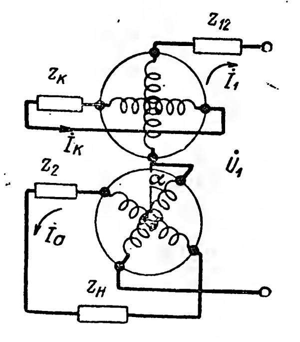


Рис. 6-15. Схема ЛВТ с первичной симметрией

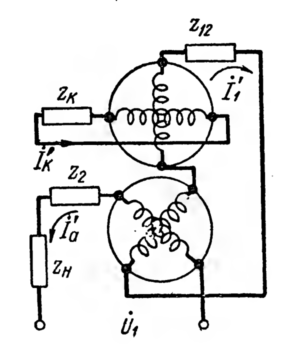


Рис. 6-16. Схема ЛВТ с первичной симметрией при питании со стороны выходных зажимов

Для ЛВТ с первичной симметрией выходное сопротивление является величиной постоянной и не зависит от угла поворота ротора. Это означает, что если включить ЛВТ так, как это показано на рис. 6-16, то ток $\dot{I}'_a$ в цепи нагрузки не должен зависеть от угла α.

Уравнения э.д.с. этой схемы получаются из (6-12) путем переноса напряжения питания $\dot{U}_1$ в третью строку:

$$
\left.\begin{aligned}
&[z_{12}+jx_0(1+k^2+2k\cos\alpha)]\dot{I}'_1+\\
&+jx_0k\sin\alpha\dot{I}'_a-jx_0k\sin\alpha\dot{I}'_\text{к}=0;\\
&-jx_0k\sin\alpha\dot{I}'_1+jx_0k\cos\alpha\dot{I}'_a+(z_\text{к}+jx_0)\dot{I}'_\text{к}=0;\\
&jx_0k\sin\alpha\dot{I}'_1+(z_a+jx_0k^2)\dot{I}'_a+jx_0k\cos\alpha\dot{I}'_\text{к}=\dot{U}_1,
\end{aligned}\right\}\quad(6\text{-}15)
$$

где $\dot{I}'_1$, $\dot{I}'_a$, $\dot{I}'_\text{к}$ — значения токов в цепях ЛВТ при питании его со стороны нагрузки.

Решая уравнения (6-15) относительно тока $\dot{I}'_a$, получим:

$$\dot{I}'_a = -\dot{U}_1 \frac{[z_{12} + jx_0(1 + k^2 + 2k\cos\alpha)](z_к + jx_0) - (jx_0k)^2 \sin^2\alpha}{D}. \quad (6\text{-}16)$$

Сравнивая числитель этой формулы с выражением (6-14) для D, нетрудно видеть, что $\dot{I}'_a$ не зависит от угла α, если выполнено следующее соотношение между параметрами ВТ:

$$\frac{jx_0k^2z_к + jx_0z_a + z_az_к}{z_к + jx_0} = \frac{z_{12} - z_к - z_a}{-1};$$

отсюда

$$z_{12} = z_к\left(1 - \frac{k^2}{1 + \frac{z_к}{jx_0}}\right). \quad (6\text{-}17)$$

При этом условии выражение (6-14) для D принимает вид:

$$D = (z_{12} - z_a - z_к)(jx_0 + z_к + jx_0k\cos\alpha)^2.$$

Подставляя это значение D в формулу (6-13) для тока в цепи нагрузки ЛВТ, получим:

$$\dot{I}_a = \frac{k\dot{U}_1}{z_a\left(1 + \frac{z_к}{jx_0}\right) + z_кk^2} \cdot \frac{\sin\alpha}{1 + \frac{k}{1 + \frac{z_к}{jx_0}}\cos\alpha}. \quad (6\text{-}18)$$

В § 6-11 будет показано, что функция

$$f(\alpha) = \frac{\sin\alpha}{1 + m\cos\alpha}$$

при $m = 0{,}54$ дает наилучшее приближение к линейной зависимости в пределах от $-60°$ до $+60°$, т. е. в том диапазоне углов, в котором обычно используется ЛВТ.

Тогда, полагая

$$\frac{k}{1 + \frac{z_к}{jx_0}} = m \quad (6\text{-}19)$$

и решая совместно уравнения (6-17) и (6-19) относительно коэффициента трансформации k, находим:

$$k = m + \frac{m}{1 - m^2}\frac{z_{12}}{jx_0}; \quad (6\text{-}20)$$

что при $m = 0{,}54$ дает

$$k = 0{,}54 + 0{,}765 \cdot \frac{z_{12}}{jx_0}.$$

Отношение

$$\frac{z_{12}}{jx_0} \approx \frac{x_1 + x_2}{x_0}$$

зависит от габаритов ВТ и составляет 3—6%. Поэтому коэффициент трансформации ЛВТ в зависимости от его габаритов может лежать в пределах 0,56—0,58.

Как видно из формулы (6-19), вследствие конечного значения активного сопротивления короткозамкнутой обмотки коэффициент m является величиной комплексной, что приводит к появлению фазовой погрешности ЛВТ.

6-7. Работа ВТ в режиме построителя и преобразователя координат

В этом режиме работы к обмоткам статора ВТ приложены два напряжения $\dot{U}_1$ и $\dot{U}_к$, совпадающие по фазе, рис. 6-17. Магнитная цепь ВТ-построителя является ненасыщенной, и напряжения на зажимах роторных обмоток можно найти, используя принцип наложения, согласно которому построительный ВТ рассматривается как совокупность двух СКВТ. В одном из этих СКВТ приложено напряжение $\dot{U}_1$ к обмотке возбуждения, а квадратурная обмотка закорочена, в другом — напряжение $\dot{U}_к$ приложено к квадратурной обмотке, а обмотка возбуждения замкнута накоротко.

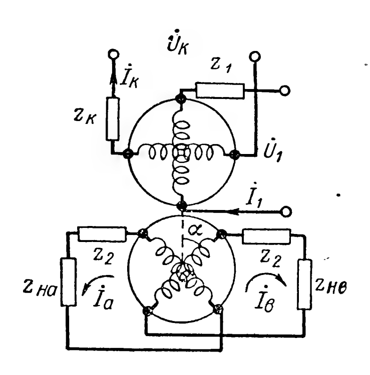


Рис. 6-17. Схема включения ВТ в режиме преобразователя координат

Если источники питания ВТ-построителя имеют отличные от нуля выходные сопротивления, то приведенные ниже выражения остаются в силе, если эти сопротивления отнести к параметрам соответствующих обмоток ВТ.

Выражения для токов в обмотках ВТ-построителя будет состоять из двух частей: составляющих токов, соответствующих питанию только обмотки возбуждения и определяемых формулами (6-11, *а*), (6-11, *б*), и составляющих токов, соответствующих питанию только квадратурной обмотки и определяемых аналогичными формулами, получаемыми из (6-11, *а*) и (6-11, *б*) путем замены α на $\alpha + \frac{\pi}{2}$ и индексов «1» на «к» и обратно.

В общем случае, при отсутствии симметрирования цепей ВТ-построителя, выражения для токов получаются весьма громоздкими. Поскольку в практических схемах всегда имеет место тот или иной тип симметрирования, то ограничимся приведением выражений для токов в цепях ВТ-построителя при выполнении условий симметрирования.

1) Выполнено первичное и вторичное симметрирование:

$$z_1 = z_к, \quad z_a = z_b.$$

Тогда

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_1 &= \frac{\dot{U}_1}{z_1 + \dfrac{jx_0 z_a}{z_a + jx_0 k^2}}; \\ \dot{I}_к &= \frac{\dot{U}_к}{z_1 + \dfrac{jx_0 z_a}{z_a + jx_0 k^2}}; \end{aligned}\right\} \quad (6\text{-}21)$$

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_a &= \frac{-jx_0 k}{z_a (z_1 + jx_0) + z_1 jx_0 k^2} \left(\dot{U}_1 \sin\alpha + \dot{U}_к \cos\alpha\right); \\ \dot{I}_b &= \frac{-jx_0 k}{z_a (z_1 + jx_0) + z_1 jx_0 k^2} \left(\dot{U}_1 \cos\alpha - \dot{U}_к \sin\alpha\right). \end{aligned}\right\} \quad (6\text{-}22)$$

Из формул (6-22) непосредственно следует, что в определенном масштабе, который одинаков для обоих обмоток ротора, ВТ выполняет задачу преобразования декартовых координат при повороте осей на угол α. Если разворачивать ротор ВТ так, чтобы ток в обмотке b был равен нулю, т. е. чтобы

$$\dot{U}_1 \cos\alpha = \dot{U}_к \sin\alpha,$$

то ток в обмотке a будет пропорционален $\sqrt{U_1^2 + U_к^2}$. В этом случае ВТ в некотором масштабе решает задачу построения гипотенузы прямоугольного треугольника по его катетам или вектора по его составляющим в прямоугольной системе координат.

2) Выполнено только вторичное симметрирование:

$$z_a = z_b; \quad z_1 \neq z_к.$$

Тогда

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_1 &= \frac{\dot{U}_1}{z_1 + \dfrac{jx_0 z_a}{z_a + jx_0 k^2}}; \\ \dot{I}_к &= \frac{\dot{U}_к}{z_к + \dfrac{jx_0 z_a}{z_a + jx_0 k^2}}; \end{aligned}\right\} \quad (6\text{-}23)$$

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_a &= \frac{-jx_0 k}{z_a (z_1 + jx_0) + z_1 jx_0 k^2} \left(\dot{U}_1 \sin\alpha + \frac{\dot{U}_к}{c} \cos\alpha\right); \\ \dot{I}_b &= \frac{-jx_0 k}{z_a (z_1 + jx_0) + z_1 jx_0 k^2} \left(\dot{U}_1 \cos\alpha - \frac{\dot{U}_к}{c} \sin\alpha\right), \end{aligned}\right\} \quad (6\text{-}24)$$

где

$$c = \frac{z_a (z_к + jx_0) + z_к jx_0 k^2}{z_a (z_1 + jx_0) + z_1 jx_0 k^2}.$$

Из формул (6-24) следует, что при вторичном симметрировании ВТ может выполнять задачи преобразования координат и построе-

ния прямоугольного треугольника, если напряжения $\dot{U}_1$ и $\dot{U}_к$ заданы в различных масштабах и их фазы сдвинуты на некоторый угол, определяемый аргументом масштабного коэффициента c.

3) Выполнено только первичное симметрирование:

$$z_1 = z_к; \quad z_a \neq z_b.$$

Тогда

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_1 &= \frac{\dot{U}_1 [1 - Y (z_b - z_a) \cos^2 \alpha] + \dot{U}_к \frac{Y}{2} (z_b - z_a) \sin 2\alpha}{z_1 + \frac{jx_0 z_a}{z_a + jx_0 k^2}}; \\ \dot{I}_к &= \frac{\dot{U}_к [1 - Y (z_b - z_a) \sin^2 \alpha] + \dot{U}_1 \frac{Y}{2} (z_b - z_a) \sin 2\alpha}{z_1 + \frac{jx_0 z_a}{z_a + jx_0 k_2}}; \end{aligned}\right\} \quad (6\text{-}25)$$

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_a &= \frac{-jx_0 k}{z_a (z_1 + jx_0) + z_1 jx_0 k^2} \left(\dot{U}_1 \sin\alpha + \dot{U}_к \cos\alpha\right); \\ \dot{I}_b &= \frac{-jx_0 k}{z_b (z_1 + jx_0) + z_1 jx_0 k^2} \left(\dot{U}_1 \cos\alpha - \dot{U}_к \sin\alpha\right). \end{aligned}\right\} \quad (6\text{-}26)$$

Из формул (6-26) видно, что при первичном симметрировании ВТ входные напряжения $\dot{U}_1$ и $\dot{U}_к$ для решения задач по преобразованию координат должны быть заданы в одинаковых масштабах, однако преобразованные напряжения получаются в различных масштабах.

Из сравнения рассмотренных трех режимов работы ВТ как преобразователя координат следует, что практически наиболее удобным является режим, при котором соблюдаются условия как первичного, так и вторичного симметрирования.

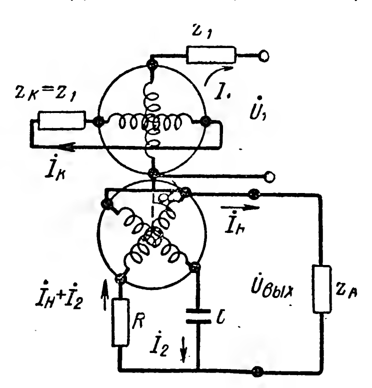


Рис. 6-18. Схема включения ВТ как фазовращателя

6-8. Работа ВТ в режиме фазовращателя

Если включить СКВТ по схеме, изображенной на рис. 6-18, то при определенных значениях сопротивления R и емкости C напряжение на его выходе изменяется по закону:

$$\dot{U}_{вых} = A\dot{U}_1 e^{-j\alpha}, \quad (6\text{-}27)$$

где A — некоторая постоянная;

α — угол поворота ротора СКВТ.

Основное достоинство этой схемы:

а) простота и высокая надежность в работе;

б) амплитуда выходного напряжения остается постоянной и не зависит от фазового сдвига;

в) фазовый угол линейно изменяется с углом поворота ротора α;

г) для питания схемы необходима однофазная сеть переменного тока.

Составим уравнения э.д.с. фазовращателя, считая сопротивление нагрузки равным $z_н$, и установим значения R и C, при которых должна осуществляться его работа.

Приняв введенные ранее обозначения и считая за положительные направления н. с. (токов) направления, указанные на рис. 6-18 стрелками, получим:

$$\left.\begin{aligned} &(z_1 + jx_0)\dot{I}_1 + jx_0k\,(\cos\alpha - \sin\alpha)\,\dot{I}_2 + jx_0k\cos\alpha\dot{I}_н = \dot{U}_1;\\ &(z_1 + jx_0)\,\dot{I}_1 + jx_0k\,(\cos\alpha + \sin\alpha)\dot{I}_2 + jx_0k\sin\alpha\dot{I}_н = 0;\\ &jx_0k\,(\cos\alpha - \sin\alpha)\,\dot{I}_1 + jx_0k\,(\cos\alpha + \sin\alpha)\,\dot{I}_к +\\ &+\left[2\,(z_2 + jx_0k^2) + R + \frac{1}{j\omega C}\right]\dot{I}_2 + (z_2 + jx_0k^2 + R)\,\dot{I}_н = 0;\\ &jx_0k\cos\alpha\dot{I}_1 + jx_0k\sin\alpha\dot{I}_к + (z_2 + jx_0k^2 + R)\,\dot{I}_2 +\\ &+\left(z_2 + jx_0k^2 + \frac{1}{j\omega C} + z_н\right)\dot{I}_н = 0. \end{aligned}\right\} \quad (6\text{-}28)$$

Исключая из этой системы уравнений токи $\dot{I}_1$ и $\dot{I}_к$, приходим к уравнениям относительно токов $\dot{I}_2$ и $\dot{I}_н$:

$$\left.\begin{aligned} &\left(2z_{2к} + R + \frac{1}{j\omega C}\right)\dot{I}_2 + (2z_{2к} + R)\,\dot{I}_н = \dot{I}_2\cos\alpha - \sin\alpha);\\ &(z_{2к} + R)\,\dot{I}_2 + (R + z_н + z_{2к})\dot{I}_н = \dot{E}_2\cos\alpha, \end{aligned}\right\} \quad (6\text{-}29)$$

где

$$z_{2к} = z_2 + \frac{z_1 jx_0k^2}{z_1 + jx_0} = z_{2к} + jx_{2к}$$

выходное сопротивление косинусной и синусной обмоток СКВТ, равное сопротивлению короткого замыкания, измеренному со вторичной стороны;

$$\dot{E}_2 = -\frac{jx_0k}{z_1 + jx_0}\dot{U}_1$$

э. д. с. вторичных обмоток СКВТ.

Решая уравнения (6-29) относительно тока $\dot{I}_н$, получим:

$$\dot{I}_н = \dot{E}_2\frac{\left(z_{2к} + \dfrac{1}{j\omega C}\right)\cos\alpha + (z_{2к} + R)\sin\alpha}{(z_{2к} + R)\left(z_н + z_{2к} + \dfrac{1}{j\omega C}\right) + z_н\left(z_{2к} + \dfrac{1}{j\omega C}\right)}. \quad (6\text{-}30)$$

Преобразуя выражение, стоящее в числителе формулы (6-30), находим:

$$\dot{I}_{\text{н}} = -j\dot{E}_2 \frac{\left(\frac{1}{\omega C} - x_{2\text{к}}\right)\cos\alpha + j(R + r_{2\text{к}})\sin\alpha +}{(z_{\text{к}2} + R)\left(z_{\text{н}} + z_{2\text{к}} + \frac{1}{j\omega C}\right) +} \frac{+ jr_{2\text{к}}\cos\alpha - x_{2\text{к}}\sin\alpha}{+ z_{\text{н}}\left(z_{2\text{к}} + \frac{1}{j\omega C}\right)}. \quad (6\text{-}31)$$

Пусть значения сопротивления R и емкости C удовлетворяют условию:

$$R + r_{2\text{к}} = \frac{1}{\omega C} - x_{2\text{к}}. \quad (6\text{-}32)$$

Тогда

$$\dot{I}_{\text{н}} = -j\dot{E}_2 \frac{(R + z_{2\text{к}})\, l^{j\alpha} + j\,(r_{2\text{к}} - x_{2\text{к}})\cos\alpha}{(z_{2\text{к}} + R)[z_{\text{н}} + r_{2\text{к}} - j\,(R + r_{2\text{к}}) + z_{\text{н}}(r_{2\text{к}} - j\,R + r_{2\text{к}})]},$$

и для напряжения на нагрузке получим:

$$U_{\text{н}} = \dot{I}_{\text{н}} z_{\text{н}} = -j\dot{E}_2 \frac{e^{j\alpha} + j\,\frac{r_{2\text{к}} - x_{2\text{к}}}{R + z_{2\text{к}}}\cos\alpha}{1 + \frac{z_{2\text{к}} - j\,(R + r_{2\text{к}})}{z_{\text{н}}} + \frac{r_{2\text{к}} - j\,(R + r_{2\text{к}})}{R + z_{2\text{к}}}}. \quad (6\text{-}33)$$

Из формулы (6-33) следует, что если выходное сопротивление СКВТ, работающего в режиме фазовращателя, удовлетворяет условию $r_{2\text{к}} = x_{2\text{к}}$, то погрешности фазовращателя, при выполнении соотношения (6-32), равны нулю. При повышенных частотах питания $x_{2\text{к}} > r_{2\text{к}}$, и для точной работы фазовращателя его необходимо симметрировать путем включения во вторичную обмотку симметрирующих сопротивлений, равных $r_{\text{с}} = x_{2\text{к}} - r_{2\text{к}}$.

6-9. Принципы построения схем с ВТ

Общие вопросы построения, проектирования и регулировки счетно-решающих схем на вращающихся трансформаторах достаточно подробно освещены в специальных руководствах [Л. 6-1; 6-2; 6-4]. Здесь кратко даются основные принципы построения счетно-решающих устройств на ВТ и приводится для иллюстрации один пример.

С помощью ВТ можно производить различные математические операции: сложение и вычитание, умножение и деление, возвышение в степень и извлечение корня, решение тригонометрических уравнений. Наиболее удобно с помощью ВТ решаются задачи преобразования координат, сложения и вычитания векторов и т. д.

Первый этап разработки счетно-решающей схемы для решения заданной математической задачи состоит в выборе формульной или

структурной схемы устройства. Формулы желательно преобразовать таким образом, чтобы исключить условия работы ВТ, при которых они имеют значительную ошибку. Так, например, следует избегать работы ЛВТ в начальных участках его характеристики, при синусных и косинусных зависимостях недопустимо значение аргумента вблизи максимума этих функций, нежелательны формулы, согласно которым искомая величина образуется как разность двух больших величин или отношение двух малых величин.

Поскольку решение задач на ВТ, как правило, выполняется автоматически, то счетно-решающие устройства содержат значительное число приборных следящих систем. Для устойчивой работы этих систем необходимо так составлять структурную схему, чтобы они по возможности были независимы.

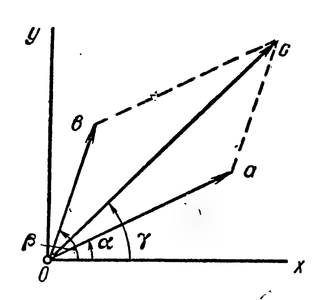


Рис. 6-19. Диаграмма сложения двух векторов

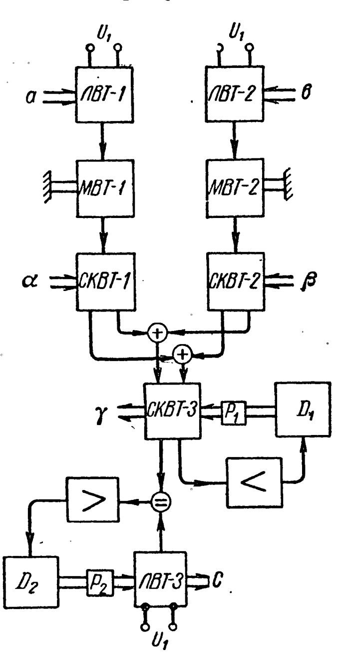


Рис. 6-20. Блок-схема счетно-решающего устройства для решения задачи по сложению двух векторов

В качестве примера рассмотрим задачу сложения двух векторов (рис. 6-19):

$$\bar{c} = \bar{a} + \bar{b}.$$

Проектируя это векторное уравнение на оси координат Oxy, получим:

$$\left.\begin{aligned} c\cos\gamma &= a\cos\alpha + b\cos\beta; \\ c\sin\gamma &= a\sin\alpha + b\sin\beta. \end{aligned}\right\} \qquad (6\text{-}34)$$

Математические зависимости, определяемые формулами (6-34), можно решить с помощью счетно-решающего устройства на ВТ, блок-схема которого представлена на рис. 6-20.

Углы поворота роторов $ЛВТ_1$ и $ЛВТ_2$, а также напряжения на их выходах пропорциональны модулям векторов a и $в$. Эти напря-

жения через масштабные трансформаторы $МВТ_1$ и $МВТ_2$, служащие для согласования каскадов, подаются соответственно на $СКВТ_1$ и $СКВТ_2$.

Напряжения на выходных обмотках $СКВТ_1$ и $СКВТ_2$ пропорциональны составляющим векторов по осям Ox и Oy. Эти напряжения после суммирования представляют собой в некотором масштабе, согласно формулам (6-34), составляющие по осям Ox и Oy суммарного вектора $\bar{c}$. Они подаются на обмотки $СКВТ_3$, работающего в режиме построителя, с помощью которого определяются модуль и аргумент результирующего вектора. Для получения величины вектора в виде угловой величины напряжение с выхода ВТ построителя сравнивается с выходным напряжением $ЛВТ_3$ и отрабатывается с помощью следящей системы.

Второй этап состоит в выборе типов ВТ и определении места их расположения в счетно-решающей схеме. Здесь следует руководствоваться следующими соображениями:

1. При построении счетно-решающего каскада необходимо произвести тот или иной тип симметрирования всех его элементов. Первичное симметрирование требует меньшего числа (и более простых по конструкции) элементов, чем вторичное симметрирование; по этой причине оно практически оказывается наиболее удобным.

2. Существенное значение имеет место расположения ВТ в каскаде. Так как входное сопротивление ЛВТ с первичной симметрией не постоянно, то это обстоятельство заставляет включать ЛВТ только в начале счетно-решающего каскада. По указанной причине нежелательно последовательное включение двух ЛВТ.

3. Поскольку в ВТ, находящихся в середине каскада, входные напряжения могут изменяться в широких пределах, то для избежания ошибок от изменения напряжения магнитопроводы их должны быть выполнены из пермаллоя. ВТ, находящиеся в начале счетно-решающего каскада, могут иметь магнитопроводы из обычной электротехнической стали.

4. Входное сопротивление ВТ, включаемого в каскад, должно иметь вполне определенное значение, зависящее от места расположения ВТ в каскаде. Наименьшее значение входного сопротивления должны иметь ВТ, включенные в начале каскада. Можно рекомендовать приближенную формулу, позволяющую оценивать входные сопротивления двух последовательных СКВТ в каскаде [Л. 6-4],

$$z_{вх2} = 3k_1 z_{вх1}, \quad (6\text{-}35)$$

где k_1 — коэффициент трансформации первого ВТ.

5. При суммировании или вычитании напряжений, поступающих от различных счетно-решающих каскадов, необходимо, чтобы сравниваемые напряжения совпадали по фазе. Это достигается путем последовательного включения активных сопротивлений в том или ином каскаде. Значения этих сопротивлений не поддаются расчету и подбираются экспериментально при налаживании счетно-решающего устройства.

6-10. Классификация погрешностей ВТ

Рассмотренные выше погрешности ВТ (см. § 6-3) по своему происхождению можно условно разбить на три группы:

1) Погрешности ВТ, вытекающие из принципа его работы. Эти погрешности появляются в ВТ при отсутствии симметрирования; в ЛВТ имеется систематическая погрешность вследствие того, что зависимость выходного напряжения от угла поворота ротора отклоняется от линейной зависимости.

2) Конструктивные погрешности ВТ, связанные с ограничениями, накладываемыми на ВТ, как на электрическую машину. Конструктивные погрешности обусловлены наличием высших пространственных гармоник в кривой н. с. обмоток, пазами на статоре и роторе ВТ, нелинейностью кривой намагничивания, несимметричностью лобовых соединений и т. п.

3) Погрешности от неточности изготовления. Данная группа погрешностей есть результат несовершенства технологии производства и наличия различного рода технологических допусков. Наиболее важными факторами, определяющими эту группу погрешностей, является эксцентриситет расточек статора и ротора ВТ, магнитная асимметрия пакетов статора и ротора, неточность скоса паза. В последующих параграфах этой главы кратко рассматриваются указанные выше погрешности ВТ.

6-11. Погрешности идеализированного ВТ

Полученные выше электромагнитные соотношения для идеализированного ВТ показывают, что воспроизведение синусной (косинусной) и линейной зависимостей СКВТ и ЛВТ возможно только при вполне определенных соотношениях сопротивлений первичных и вторичных цепей ВТ, т. е. при условии его симметрирования. В практических схемах симметрирование осуществляется с некоторой погрешностью, что и вызывает появление ошибок СКВТ.

В ЛВТ, как уже отмечалось, имеется систематическая ошибка, обусловленная отклонением зависимости $\frac{\sin \alpha}{1 + m \cos \alpha}$ от линейной; кроме того, в ЛВТ имеется систематическая фазовая погрешность, так как коэффициент m представляет собою комплексную величину [формула (6-19)].

Оценим значения этих погрешностей для СКВТ и ЛВТ.

Ошибки СКВТ от неточности симметрирования

Выражение для тока синусной обмотки СКВТ при отсутствии или неточности симметрирования, определяемое формулой (6-11, *б*), можно записать в виде:

$$\dot{I}_a = -\frac{\dot{U}_1 k \sin \alpha}{A + B \cos^2 \alpha}, \qquad (6\text{-}36)$$

где

$$\left.\begin{aligned} A &= z_a\left(1+\frac{z_1}{jx_0}\right)+z_1k^2; \\ B &= \frac{(z_b-z_a)(z_к-z_1)\,k^2}{z_b\left(1+\frac{z_к}{jx_0}\right)+z_кk^2}. \end{aligned}\right\} \qquad (6\text{-}37)$$

При точном симметрировании $B = 0$, и ток в обмотке СКВТ изменяется по синусному закону:

$$\dot{I}_{ai} = -\frac{\dot{U}_1k}{A}\sin\alpha.$$

Относительная погрешность воспроизведения синусной зависимости будет равна:

$$\Delta I_a = \left|\frac{\dot{I}_{ai}-\dot{I}_a}{I_{ai\,макс}}\right| = \frac{\left|\frac{B}{A}\right|\cos^2\alpha\sin\alpha}{\left|1+\frac{B}{A}\cos^2\alpha\right|},$$

или, полагая, что $|B| \ll |A|$, получим:

$$\Delta I_a = \left|\frac{B}{A}\right|\cos^2\alpha\sin\alpha. \qquad (6\text{-}38)$$

Из формулы (6-38) путем исследования на максимум нетрудно установить, что относительная погрешность имеет наибольшее значение при $\alpha_m = 35°16'$. Это значение равно:

$$(\Delta I_a)_{макс} = 0{,}384\left|\frac{B}{A}\right|. \qquad (6\text{-}39)$$

Оценим величину амплитудной ошибки при различных способах симметрирования СКВТ.

1. $z_b = \infty$; $z_к = \infty$, в СКВТ отсутствует симметрирование. Из формул (6-37) и (6-39) получаем:

$$\left.\begin{aligned} B &= jx_0k^2; \\ (\Delta I_a)_{макс} &= \frac{0{,}384x_0k^2}{\left|z_a\left(1+\frac{z_1}{jx_0}\right)+z_1x^2\right|}. \end{aligned}\right\} \qquad (6\text{-}40)$$

Из этого выражения видно, что при отсутствии симметрирования точное воспроизведение синусной зависимости возможно только при больших сопротивлениях нагрузки $z_н \gg x_0k^2$.

2. $z_к - z_1 = \Delta z_1$; $z_b = \infty$, в СКВТ выполнено с некоторой погрешностью первичное симметрирование. Из формул (6-37) и (6-39) находим:

$$\left.\begin{aligned} B &= \frac{\Delta z_1 k^2}{1 + \frac{z_к}{jx_0}}; \\ (\Delta I_a)_{макс} &= \frac{0{,}384\,|\Delta z_1|\,k^2}{\left|z_a\left(1 + \frac{z_1}{jx_0}\right)\left(1 + \frac{z_к}{jx_0}\right)\right|}, \end{aligned}\right\} \quad (6\text{-}41)$$

так как всегда $z_a \gg z_1 k^2$.

3. $z_b - z_a = \Delta z_2$; $z_к = \infty$, в СКВТ выполнено с некоторой погрешностью только вторичное симметрирование. Аналогично предыдущему получим:

$$\left.\begin{aligned} B &= \frac{\Delta z_2}{1 + \frac{z_b}{jx_0 k^2}}; \\ (\Delta I_a)_{макс} &= \frac{0{,}384\,|\Delta z_2|}{\left|z_a\left(1 + \frac{z_1}{jx_0}\right)\left(1 + \frac{z_b}{jx_0 k^2}\right)\right|}. \end{aligned}\right\} \quad (6\text{-}42)$$

4. $z_b - z_a = \Delta z_2$; $z_к - z_1 = \Delta z_1$, в СКВТ выполнено как первичное, так и вторичное симметрирование. В этом случае:

$$\left.\begin{aligned} B &= \frac{\Delta z_2 \Delta z_1 k^2}{z_b\left(1 + \frac{z_к}{jx_0}\right)}; \\ (\Delta I_a)_{макс} &= \frac{0{,}384\,|\Delta z_2|\,|\Delta z_1|\,k^2}{\left|z_a z_b\left(1 + \frac{z_1}{jx_0}\right)\left(1 + \frac{z_к}{jx_0}\right)\right|}, \end{aligned}\right\} \quad (6\text{-}43)$$

и ошибка от неточности симметрирования может быть сделана весьма малой.

Приведенные выше формулы позволяют для различных случаев симметрирования оценить ошибку от неточности его выполнения и для данной схемы предъявить требования к точности симметрирования СКВТ.

Ошибки идеализированного ЛВТ

Рассмотрим вначале отклонение зависимости

$$f(\alpha) = \frac{\sin\alpha}{1 + m\cos\alpha},$$

вырабатываемой ЛВТ, от линейной. Задача состоит в том, чтобы для этой функции найти такое значение m, при котором функция $f(\alpha)$ в промежутке $(0, \alpha_0)$ наилучшим образом приближается к линейной функции $f_1(\alpha) = k_1\alpha$. Это значение m будет, очевидно, зависеть от α_0.

Кроме m, необходимо также найти угловой коэффициент прямой k_1 и оценить величину максимальной ошибки. Эта задача принципиально может быть решена, исходя из требования получения наименьшего значения среднеквадратичного отклонения, т. е. нахождения минимума интеграла

$$\int_0^{\alpha_0} \left(\frac{\sin \alpha}{1 + m \cos \alpha} - k_1 \alpha \right) d\alpha.$$

Однако в силу сложности получающихся выражений решение ее в конечном виде невозможно. Для решения этого вопроса используем более упрощенную методику.

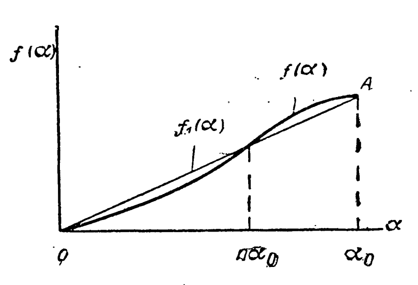


Рис. 6-21. График функции $f(\alpha) = \frac{\sin \alpha}{1 + m \cos \alpha}$

Функция

$$f(\alpha) = \frac{\sin \alpha}{1 + m \cos \alpha}$$

имеет в некоторой точке $\alpha = n\alpha_0$ — точку перегиба, определяемую из уравнения

$$\frac{d^2 f(\alpha)}{d\alpha^2} = \frac{(2m^2 - 1) \sin \alpha + m \sin \alpha \cdot \cos \alpha}{(1 + m \cos \alpha)^3} = 0.$$

Отсюда находим

$$\cos n\alpha_0 = \frac{1 - 2m^2}{m}. \qquad (6\text{-}44)$$

При выборе линейной функции $f_1(\alpha) = k_1\alpha$ потребуем, чтобы кривая $f(\alpha)$ и прямая $f_1(\alpha)$ имели бы, кроме точек O и A, общие координаты — в точке перегиба кривой $f(\alpha)$ (рис. 6-21).

Из поставленного требования вытекает, что

$$k_1 = \frac{f(\alpha_0)}{\alpha_0} = \frac{f(n\alpha_0)}{n\alpha_0},$$

или

$$f(n\alpha_0) = nf(\alpha_0).$$

Отсюда получаем

$$\frac{\sin (n\alpha_0)}{1 + m \cos (n\alpha_0)} = \frac{n \cdot \sin \alpha_0}{1 + m \cos \alpha_0}. \qquad (6\text{-}45)$$

Решая совместно уравнения (6-44) и (6-45), можно найти n и m и соответствующее им значение углового коэффициента k_1.

Найдем максимальную ошибку отклонения получаемой при этом зависимости от линейной, т. е. найдем максимум величины

$$\Delta f(\alpha_0) = \frac{\sin\alpha}{1 + m\cos\alpha} - \frac{\sin\alpha_0}{(1 + m\cos\alpha_0)}\,\frac{\alpha}{\alpha_0}.$$

Приравнивая производную от $\Delta f(\alpha)$ нулю, приходим к уравнению:

$$m^2\sin\alpha_0\cos^2\alpha + (2m\sin\alpha_0 + \alpha_0 m\cos\alpha_0 - \alpha_0)\cos\alpha - \\ - m\alpha_0 - m^2\alpha_0\cos\alpha_0 + \sin\alpha_0 = 0. \qquad (6\text{-}46)$$

Решая это уравнение, находим два значения угла α_1 и α_2, для которых определяем $[\Delta f(\alpha)]_{макс}$.

Пример. Погрешности ЛВТ для $\alpha_0 = 60°$.

Уравнения (6-44) и (6-45) имеют вид:

$$\cos n\alpha_0 = \frac{1 - 2m^2}{m};$$

$$\frac{\sin(n\alpha_0)}{1 + m\cos(n\alpha_0)} = \frac{n \cdot 0{,}8660}{1 + 0{,}5m}.$$

Решая совместно эти уравнения, находим: $m = 0{,}5395$; $n\alpha_0 = 39°13$; $n = 0{,}6537$.

Подставляя эти значения в уравнение (6-46), определяем два значения $\cos\alpha$ и α.

$$\cos\alpha_1 = 0{,}9418; \quad \alpha_1 = 19°39';$$

$$\cos\alpha_2 = 0{,}6263; \quad \alpha_2 = 51°13'.$$

По полученным данным вычисляем величины относительной ошибки

$$\delta_1\% = \frac{\Delta f(\alpha_1)\,100}{f(\alpha_0)} = -0{,}057\%;$$

$$\delta_2\% = \frac{\Delta f(\alpha_2)\,100}{f(\alpha_0)} = 0{,}063\%.$$

Приведенный пример расчета показывает, что в диапазоне изменения угла 0—60° ошибка ЛВТ принципиально не может быть сделана менее 0,06%. Этим объясняется отсутствие (см. табл. 6-1) ЛВТ нулевого класса точности.

Кроме рассмотренной погрешности, в ЛВТ всегда существует фазовая ошибка. Ее появление, как уже отмечалось, связано с тем, что коэффициент

$$m = \frac{k}{1 + \frac{z_к}{jx_0}}$$

представляет собою комплексное число. Значение фазовой ошибки определяется изменением аргумента комплексного числа $1 + m\cos\alpha$

(рис. 6-22) при изменении α от 0 до 60°. Максимальная величина этой ошибки равна:

$$\Delta\varphi_m = \frac{0{,}5 J_m m}{|1 + 0{,}5m|},$$

где $J_m m$ — мнимая часть коэффициента m.

Подставляя сюда значение m и принимая $|m| = 0{,}54$ получим:

$$\Delta\varphi_m \approx 0{,}2 \frac{r_к}{x_0}. \qquad (6\text{-}47)$$

Для уменьшения фазовых погрешностей ВТ необходимо стремиться к снижению отношения активного сопротивления обмоток к индуктивному сопротивлению намагничивания.

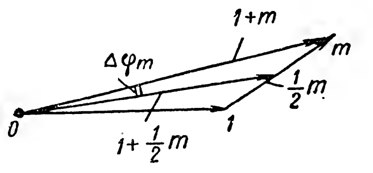


Рис. 6-22. Векторная диаграмма для оценки фазовой погрешности ЛВТ

6-12. Конструктивные погрешности ВТ

Погрешности ВТ, вытекающие из особенностей его конструкции как электрической машины, можно разделить на три группы: погрешности от несинусоидальности распределения обмоток, погрешности от неравномерной магнитной проводимости, вследствие зубцовых слоев пакетов статора и ротора, погрешности от нелинейности кривой намагничивания.

Рассмотрим каждый тип погрешности.

Погрешности от несинусоидального распределения обмоток. Этот тип погрешностей обусловлен появлением э.д.с. взаимоиндукции от высших гармоник потокосцепления между обмотками ВТ и характеризуется коэффициентом k_ν, определяемым формулой (7-6).

Выраженная в % ошибка от ν-той гармоники равна:

$$\Delta\alpha_\nu = \frac{K_{w_1\nu} K_{w_2\nu} \cdot 100}{\nu^2 K_{w_1 1} \cdot K_{w_2 1}} \%. \qquad (6\text{-}48)$$

Обмоточные коэффициенты $K_{w_1\nu}$ и $K_{w_2\nu}$ обмоток статора и ротора ВТ вычисляются по общеизвестным формулам, полагая число m равным двум и число пар полюсов $p = 1$.

При условии заполнения всех пазов ВТ получаем:
для обмотки статора

$$K_{w_1\nu} = K_{p_1\nu} K_{y_1\nu} = \frac{\sin \nu \dfrac{\pi}{4}}{\dfrac{z_c}{4} \sin \nu \dfrac{\pi}{z_c}} \sin \nu \frac{y_1}{\tau} \frac{\pi}{2};$$

для обмотки ротора с учетом скоса паза на одно зубцовое деление

$$K_{w_2\nu} = K_{p_2\nu} K_{y_2\nu} K_{ск\nu} = \frac{\sin \nu \frac{\pi}{4}}{\frac{z_p}{4} \sin \nu \frac{\pi}{z_p}} \sin \nu \frac{y_2}{\tau} \frac{\pi}{2} \frac{\sin \nu \frac{\pi}{z_p}}{\nu \frac{\pi}{z_p}} =$$

$$= \frac{4}{\pi} \frac{\sin \nu \frac{\pi}{4}}{\nu} \sin \nu \frac{y_1}{\tau} \frac{\pi}{2}.$$

Подставляя эти значения в формулу (6-48), найдем:

$$\Delta\alpha_\nu = \frac{100}{\nu^3} \frac{\sin\left(\nu\beta_1 \frac{\pi}{2}\right) \sin \frac{\pi}{z_c} \sin\left(\nu\beta_2 \frac{\pi}{2}\right)}{\sin\left(\beta_1 \frac{\pi}{2}\right) \sin\left(\nu \frac{\pi}{z_c}\right) \sin\left(\beta_2 \frac{\pi}{2}\right)} \%, \qquad (6\text{-}49)$$

где $\beta_1 = \frac{y_1}{\tau}$ и $\beta_2 = \frac{y_2}{\tau}$ — шаги обмоток статора и ротора ВТ.

Пример. Определить погрешности от 3-й, 5-й и 7-й гармоник, если $z_c = 20$, $z_p = 12$, обмотка неполная прямоугольная, шаги обмоток $\beta_1 = \frac{4}{5}$, $\beta_2 = \frac{2}{3}$.

Из формулы (6-49) непосредственно следует, что $\Delta\alpha_3 = \Delta\alpha_5 = 0$. Ошибка от 7-й пространственной гармоники равна:

$$\Delta\alpha_7 = \frac{100 \cdot \sin 504° \cdot \sin 9° \cdot \sin 420°}{243 \cdot \sin 72° \cdot \sin 63° \cdot \sin 60°} = 0{,}029\%.$$

Полученные значения хорошо согласуются с данными, приведенными в табл. 7-1. Для синусоидально распределенных обмоток (см. § 7-3) ошибки от высших гармоник могут появиться за счет округления расчетных чисел витков по пазам или неудачного выбора чисел пазов на статоре и роторе ВТ. В правильно спроектированном ВТ они составляют меньше тысячной доли %.

Влияние зубцового слоя. Наличие зубцов на статоре и роторе ВТ вызывает появление зубцовых гармоник в кривой индукции магнитного поля. Величину этих гармоник можно оценить по методике, предложенной А. И. Вольдеком.

Удельную магнитную проводимость воздушного зазора и зубцовых слоев представим в виде

$$\Lambda = \Lambda_0 \lambda, \qquad (6\text{-}50)$$

где $\lambda = k_\delta \lambda_1 \lambda_2$ — относительная магнитная проводимость, равная произведению относительных магнитных прово-

димостей при наличии пазов или только на статоре или только на роторе ВТ;

$$\Lambda_0 = \frac{\mu_0}{\delta K_\delta} = \frac{\mu_0}{\delta K_\delta K_{\delta_2}}, \qquad (6\text{-}51)$$

здесь K_{δ_1}, K_{δ_2} — коэффициенты воздушного зазора статора и ротора при гладкой противоположной стороне.

Ограничиваясь рассмотрением только основных гармоник, относительные магнитные проводимости запишем в виде (рис. 6-23):

$$\left.\begin{aligned} \lambda_1 &= \frac{1}{K_{\delta_1}} + \lambda_c \sin\frac{\pi}{\tau} z_c x; \\ \lambda_2 &= \frac{1}{K_{\delta_2}} + \lambda_p \sin\frac{\pi}{\tau} z_p (x - y), \end{aligned}\right\} \qquad (6\text{-}52)$$

где λ_c, λ_p — амплитуды основных гармоник относительных проводимостей статора и ротора ВТ;

x — расстояние, отсчитываемое от середины зубца по расточке статора;

y — линейное смещение зубцового слоя ротора относительно статора.

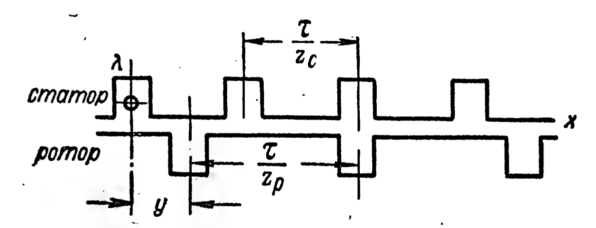


Рис. 6-23. Магнитные проводимости статора и ротора ВТ

Используя формулы (6-52), выражение для λ запишем в виде

$$\lambda = 1 + K_{\delta_1}\lambda_c \sin\frac{\pi}{\tau} z_c x + K_{\delta_2}\lambda_p \sin\frac{\pi}{\tau} z_p (x - y) +$$
$$+ \frac{1}{2} K_\delta \lambda_c \lambda_p \left\{\cos\frac{\pi}{\tau}\left[(z_c - z_p)x + z_p y\right] + \right.$$
$$\left. + \cos\frac{\pi}{\tau}\left[(z_c + z_p)x - z_p y\right]\right\}. \qquad (6\text{-}53)$$

Полагая, что н. с. обмотки возбуждения изменяется по косинусоидальному закону $\left(F_1 = F_0 \cos\frac{\pi}{\tau} x\right)$, получим для индукции маг-

нитного поля в воздушном зазоре $B = \Lambda F_1$ — следующее выражение:

$$B = B_1 \left\{ \cos\frac{\pi}{\tau}x + \frac{1}{2}K_{\delta_1}\lambda_c\left[\sin\frac{\pi}{\tau}(z_c+1)x + \sin\frac{\pi}{\tau}(z_c-1)x\right] + \right.$$

$$+ \frac{1}{2}K_{\delta_2}\lambda_p\left[\sin\frac{\pi}{\tau}[(z_p+1)x - z_p y] + \sin\frac{\pi}{\tau}[(z_p-1)x - z_p y]\right] +$$

$$+ \frac{1}{4}K_\delta\lambda_c\lambda_p\left[\cos\frac{\pi}{\tau}[(z_c - z_p + 1)x + z_p y] + \right.$$

$$\left. + \cos\frac{\pi}{\tau}[(z_c - z_p - 1)x + z_p y]\right] +$$

$$+ \frac{1}{4}K_\delta\lambda_i\lambda_p\left[\cos\frac{\pi}{\tau}[(z_c + z_p + 1)x - z_p y] + \right.$$

$$\left.\left. + \cos\frac{\pi}{\tau}[(z_c + z_p - 1)x - z_p y]\right]\right\}. \qquad (6\text{-}54)$$

Из этого выражения видно, что от зубцовых слоев в кривой индукции магнитного поля появляются гармоники порядков $z_c \pm 1$; $z_p \pm 1$; $z_c + z_p \pm 1$; $z_c - z_p \pm 1$. Гармониками низшего порядка являются гармоники порядка $z_c - z_p \pm 1$.

Для уменьшения гармоник от пульсаций магнитной проводимости производится скос паза ротора или статора на одно зубцовое деление.

Погрешности от нелинейности кривой намагничивания. Кривая намагничивания ВТ, как и всякой электрической машины, не является прямой. Это приводит к двум явлениям: искажению синусоидального распределения индукции магнитного поля в воздушном зазоре и появлению высших временных гармоник в намагничивающем токе. ВТ выполняются, как правило, на повышенные частоты, и значения магнитных нагрузок сравнительно далеки от значений, соответствующих насыщению; поэтому указанные явления не сильно выражены.

Однако для высокоточных ВТ даже незначительные искажения синусоидального распределения индукции магнитного поля в зазоре могут иметь существенное значение. Графические методы определения этого искажения, приводимые в литературе [Л. 6-3], не обеспечивают необходимой точности; кроме того, в этих методах пренебрегается эффектом изменения кривой намагничивания на различных участках магнитной цепи.

Для определения искажения кривой индукции магнитного поля от нелинейности кривой намагничивания будем исходить из закона полного тока для магнитной цепи ВТ (рис. 6-24):

$$F_0 \cos\varphi = \frac{B_\delta}{\mu_0}\delta + H_z l_z + \frac{D_c}{2}\int_{\varphi}^{\frac{\pi}{2}} H_c d\varphi, \qquad (6\text{-}55)$$

где $F_0 \cos \varphi$ — амплитуда н. с. обмотки возбуждения;

H_z, H_c — напряженность магнитного поля в зубцах и спинке статора для данного угла φ по расточке;

l_z — длина зубцов статора и ротора;

D_c — средний диаметр спинки статора.

Кривая намагничивания материала магнитопровода имеет вид, изображенный на рис. 6-25, и для участка от 0 до B_m может быть

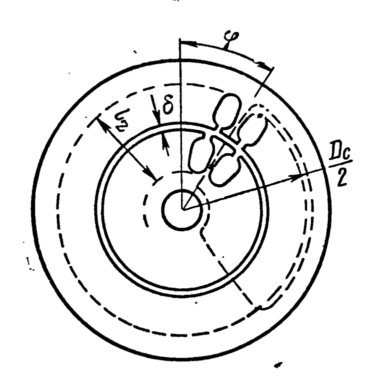


Рис. 6-24. Магнитная цепь ВТ

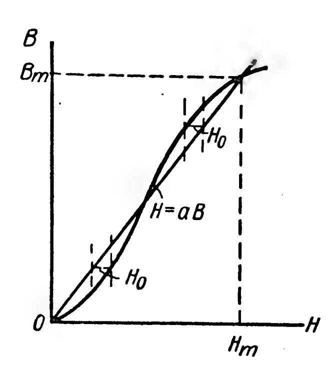


Рис. 6-25. Кривая намагничивания пермаллоя в ее начальной части

представлена приближенной формулой:

$$H = aB + H_0 \sin\left(2\pi \frac{B}{B_m}\right), \tag{6-56}$$

где aB — линейная составляющая удельной намагничивающей силы;

H_0 — амплитуда ее отклонения от линейной части;

B_m — максимальное значение индукции.

Индукция магнитного поля в зубцах и спинке статора распределяется по синусоидальному закону:

$$\left.\begin{aligned} B_z &= B_{mz} \cos \varphi; \\ B_c &= B_{mc} \sin \varphi. \end{aligned}\right\} \tag{6-57}$$

Подставляя эти выражения в формулу (6-55), получим:

$$\left.\begin{aligned} H_z &= aB_{mz} \cos \varphi + H_0 \sin\left(2\pi \frac{B_{mz}}{B_m} \cos \varphi\right); \\ H_c &= aB_{mc} \sin \varphi + H_0 \sin\left(2\pi \frac{B_{mc}}{B_m} \sin \varphi\right) \end{aligned}\right\} \tag{6-58}$$

или, разлагая вторые члены в ряды Фурье:

$$H_z = aB_{mz}\cos\varphi + 2H_0\sum_{i=0}^{\infty} J_{2i+1}\left(2\pi\frac{B_{mz}}{B_m}\right)(-1)^i\cos(2i+1)\varphi;$$

$$H_c = aB_{mc}\sin\varphi + 2H_0\sum_{i=0}^{\infty} J_{2i+1}\left(2\pi\frac{B_{mc}}{B_m}\right)\sin(2i+1)\varphi,$$

где J_{2i+1} — функции Бесселя порядка $2i+1$.

Подставив полученные значения для H_z и H_c в уравнение (6-55), найдем уравнение для определения B_δ:

$$F_0\cos\varphi = \frac{B_\delta}{\mu_0}\delta + \left\{a\left(B_{mz}l_z + B_{mc}\frac{D_c}{2}\right) + \right.$$

$$\left. + 2H_0\left[J_1\left(2\pi\frac{B_{mz}}{B_m}\right)l_z + J_1\left(2\pi\frac{B_{mc}}{B_m}\frac{D_c}{2}\right)\right]\right\}\cos\varphi +$$

$$+ 2H_0\left[\frac{1}{6}J_3\left(2\pi\frac{B_{mc}}{B_m}\right)D_c - J_3\left(2\pi\frac{B_{mz}}{B_m}\right)l_z\right]\cos 3\varphi +$$

$$+ 2H_0\left[\frac{1}{10}J_5\left(2\pi\frac{B_{mc}}{B_m}\right)D_c + J_5\left(2\pi\frac{B_{mz}}{B_m}\right)l_z\right]\cos 5\varphi + \ldots \quad (6\text{-}59)$$

Отсюда для высших пространственных гармоник индукции магнитного поля получаем:

$$\left.\begin{aligned} B_{\delta_3} &= \frac{2\mu_0 H_0}{\delta}\left[J_3\left(2\pi\frac{B_{mz}}{B_m}\right)l_z - \frac{1}{6}J_3\left(2\pi\frac{B_{mc}}{B_m}\right)D_c\right]\cos 3\varphi;\\ B_{\delta_5} &= -\frac{2\mu_0 H_0}{\delta}\left[J_5\left(2\pi\frac{B_{mz}}{B_m}\right)l_z + \frac{1}{10}J_5\left(2\pi\frac{B_{mc}}{B_m}\right)D_c\right]\cos 5\varphi \end{aligned}\right\} \quad (6\text{-}60)$$

и т. д.

По этим выражениям, при заданном материале магнитопровода, характеризуемого величиною H_0 — максимальным отклонением кривой намагничивания от линейной зависимости, можно найти для обмотки, чувствительной к той или иной гармонике, погрешности от нелинейности кривой намагничивания.

Если принять $B_{mc} = B_{mz} = B_m$, то получим: $J_3(2\pi) \approx 0$, $J_5(2\pi) = 0{,}4$. Это означает, что в кривой индукции будут содержаться только пятая и высшие пространственные гармоники.

6-13. Погрешности от неточности изготовления

Этот тип погрешностей связан с качеством изготовления ВТ и в большинстве случаев зависит от принятой технологии производства и значений допусков при выполнении отдельных узлов ВТ.

Если исключить явный брак: ошибки в числах витков, наличие

короткозамкнутых витков в обмотках и пакетах магнитопровода, то наибольшее влияние на погрешности ВТ имеют эксцентриситет расточек и магнитная асимметрия магнитопроводов статора и ротора ВТ.

Эксцентриситет расточек статора и ротора ВТ

Положим, что статор и ротор ВТ, имея строго цилиндрическую расточку, расположены эксцентрично (рис. 6-26). При этом можно рассматривать два вида эксцентриситета:

1) ось вращения ротора O' совпадает с центром расточки ротора и смещена относительно центра расточки статора на некоторую величину e, причем OO' составляет угол γ с осью обмотки возбуждения на статоре;

2) ось вращения ротора и центр расточки статора совпадают; однако центр расточки ротора смещен относительно оси вращения на величину e.

При первом виде эксцентриситета конфигурация воздушного зазора по отношению к статору остается неизменной при вращении ротора.

При втором виде эксцентриситета конфигурация воздушного зазора остается неизменной по отношению к ротору.

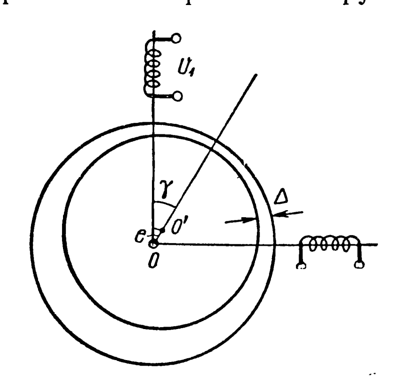


Рис. 6-26. Эксцентриситет расточек статора и ротора ВТ

Рассмотрим, какое влияние оказывают каждый из этих видов эксцентриситета на работу ВТ, в частности, на его точность и значения э.д.с. квадратурной обмотки.

Положим, что н. с. обмотки возбуждения статора распределена по закону

$$F = F_0\left(\cos\varphi + \frac{K_{w_1 3}}{3K_{w_1 1}}\cos 3\varphi\right), \qquad (6\text{-}61)$$

где F_0 — амплитуда н. с. 1-й гармоники;

$K_{w_1 1}$, $K_{w_1 3}$ — обмоточные коэффициенты для первой и третьей гармоник;

φ — угол по расточке, отсчитываемый от оси обмотки.

(При синусоидально-распределенных обмотках можно принять $K_{w_1 3} = 0$; для двухслойных обмоток возбуждения, имеющих сокращение шага $^1/_5$ (см. 6-10), $k_{w_1 3} \neq 0$.)

Пусть a — выраженный в долях от F_0 магнитный потенциал ротора, который найдем из условия, что постоянная составляющая индукции магнитного поля в зазоре равна нулю; тогда для индук-

ции магнитного поля запишем выражение:

$$B(\varphi) = \frac{\mu_0 F_0 \left(\cos\varphi + \frac{1}{3}\frac{K_{w_1 3}}{K_{w_1 1}}\cos 3\varphi - a\right)}{\Delta},$$

где

$$\Delta = \delta - e\cos(\varphi - \gamma) = \delta\,[1 - \varepsilon\cos(\varphi - \gamma)]$$

воздушный зазор ВТ с учетом эксцентриситета.

Обозначая

$$B_0 = \frac{F_0}{\delta}\mu_0$$

максимальное значение магнитной индукции в зазоре, получим:

$$B(\varphi) = B_0 \frac{\cos\varphi - a + \frac{1}{3}\frac{K_{w_1 3}}{K_{w_1 1}}\cos 3\varphi}{1 + \varepsilon\cos(\varphi - \gamma)}.$$

Разложим это выражение в ряд по степеням ε, удерживая члены до ε^2 включительно (индекс «1» в $K_{w\nu}$ для краткости опустим):

$$B(\varphi) = B_0\left(\cos\varphi - a + \frac{1}{3}\frac{K_{w_3}}{K_{w_1}}\cos 3\varphi\right)[1 + \varepsilon\cos(\varphi - \gamma) +$$

$$+ \varepsilon^2\cos^2(\varphi - \gamma)] = B_0\Bigg[\cos\varphi + \frac{\varepsilon}{2}\cos\gamma + \frac{\varepsilon}{2}\cos(2\varphi - \gamma) +$$

$$+ \frac{\varepsilon^2}{2}\cos\varphi + \frac{\varepsilon^2}{4}\cos(\varphi - 2\gamma) + \frac{\varepsilon^2}{4}\cos(3\varphi - 2\gamma) -$$

$$- a - a\varepsilon\cos(\varphi - \gamma) - \frac{a\varepsilon^2}{2} - \frac{a\varepsilon^2}{2}\cos 2(\varphi - \gamma) +$$

$$+ \frac{1}{3}\frac{K_{w3}}{K_{w1}}\cos 3\varphi + \frac{\varepsilon}{6}\frac{K_{w3}}{K_{w1}}\cos(4\varphi - \gamma) + \frac{\varepsilon}{6}\frac{K_{w3}}{K_{w1}}\cos(2\varphi + \gamma) +$$

$$+ \frac{\varepsilon^2}{6}\frac{K_{w3}}{K_{w1}}\cos 3\varphi + \frac{\varepsilon^2}{6}\frac{K_{w3}}{K_{w1}}\cos(\varphi + 2\gamma) + \frac{\varepsilon^2}{6}\frac{K_{w3}}{K_{w1}}\cos(5\varphi - 2\gamma)\Bigg].$$

Полагая постоянную составляющую $B(\varphi)$ равной нулю, находим a:

$$a = \frac{\varepsilon}{2}\cos\gamma\left(1 - \frac{\varepsilon^2}{2}\right) \approx \frac{\varepsilon}{2}\cos\gamma.$$

Тогда

$$B(\varphi) = B_0 \left[\left(1 + \frac{\varepsilon^2}{4}\right) \cos\varphi + \frac{\varepsilon^2}{6} \frac{K_{w3}}{K_{w1}} \cos(\varphi + 2\gamma) + \right.$$

$$+ \frac{\varepsilon}{2} \cos(2\varphi - \gamma) + \frac{\varepsilon}{6} \frac{K_{w3}}{K_{w1}} \cos(2\varphi + \gamma) + \frac{1}{3}\left(1 + \frac{\varepsilon^2}{2}\right) \frac{K_{w3}}{K_{w1}} \cos 3\varphi +$$

$$+ \frac{\varepsilon^2}{4} \cos(3\varphi - 2\gamma) + \frac{\varepsilon}{6} \frac{K_{w3}}{K_{w1}} \cos(4\varphi - \gamma) +$$

$$\left. + \frac{\varepsilon^2}{6} \frac{K_{w3}}{K_{w1}} \cos(5\varphi - 2\gamma) \right]. \qquad (6\text{-}62)$$

Полученное выражение показывает, что наличие эксцентриситета приводит к появлению гармоник поля высших порядков, присутствие которых вызывает появление погрешностей ВТ. Э.д.с. квадратурной обмотки от этих гармоник вычисляется с помощью формулы (6-62), что приводит к выражению:

$$E_к = E_1 \frac{\varepsilon^2}{6} K_{w_1 3} \sin 2\gamma, \qquad (6\text{-}63)$$

где E_1 — э.д.с. обмотки возбуждения.

Из формулы (6-63) следует, что эксцентриситет первого типа ($\angle\gamma$ — постоянный) вызывает появление постоянной составляющей э.д.с. квадратурной обмотки, а эксцентриситет второго типа — переменной составляющей э.д.с. Эта формула позволяет также оценить допустимое значение эксцентриситета, так, например, при $E_к = 0{,}1\%\ E_1$ и сокращении шага обмотки статора на $^1/_5$, что соответствует $K_{w_3} \approx 0{,}2$, получим:

$$\varepsilon < 0{,}17. \qquad (6\text{-}64)$$

Совершенно аналогично, на основании выражения (6-62), определим э.д.с. на обмотке ротора, ось которой составляет угол α с осью обмотки возбуждения:

$$E_a = E_2 \left[\left(1 + \frac{\varepsilon^2}{4}\right) \cos\alpha + \frac{\varepsilon^2}{6} \frac{K_{w_1 3}}{K_{w_1 1}} \cos(\alpha + 2\gamma) + \right.$$

$$\left. + \frac{\varepsilon^2}{30} \frac{K_{w_1 3} K_{w_2 5}}{K_{w_1 1} K_{w_2 1}} \cos(5\alpha - 2\gamma) \right], \qquad (6\text{-}65)$$

где E_2 — максимальное значение э.д.с. вторичной обмотки; $K_{w_2 5}$, $K_{w_2 1}$ — ее обмоточные коэффициенты для 5-й и 1-й гармоник.

Последний член формулы (6-65) представляет собой ошибку ВТ для эксцентриситета 1-го типа. Максимальное значение ошибки ВТ от этого эксцентриситета равно (в угловых минутах):

$$\Delta\alpha_{1m} = 115\varepsilon^2 \frac{K_{w_1 3} K_{w_2 5}}{K_{w_1 1} K_{w_2 1}}.$$

Так, например, при $\varepsilon = 0{,}2$ и

$$\frac{K_{w_1 3}}{K_{w_1 1}} = \frac{K_{w_2 5}}{K_{w_2 1}} \approx 0{,}2$$

величина $\Delta\alpha_{1m}$ составляет доли минуты.

При эксцентриситете 2-го типа ($\angle\gamma$ — переменный) ошибка определяется вторым членом; ее максимальное значение равно:

$$\Delta\alpha_{2m} = 573\varepsilon^2 \frac{K_{w_1 3}}{K_{w_1 1}} \tag{6-66}$$

и при указанных выше данных составляет около 5 минут.

Из изложенного следует, что эксцентриситет второго типа оказывает более существенное влияние на точность ВТ. Формула (6-66) позволяет оценить допустимое значение эксцентриситета. Следует отметить, что применение синусоидально-распределенных обмоток, у которых обмоточные коэффициенты для высших гармоник равны нулю, дает возможность значительно снизить погрешности ВТ от эксцентриситета.

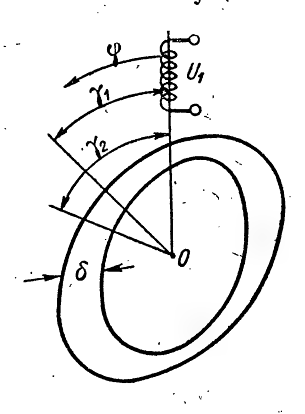


Рис. 6-27. ВТ с эллиптически-расточенными пакетами статора и ротора

Асимметрия магнитной цепи ВТ

Асимметрией магнитопроводов статора и ротора ВТ называется зависимость магнитной проводимости пакетов магнитопроводов от угла по расточке ВТ. Она вызывается эллиптичностью вырубок, неоднородностью магнитных свойств стали (как правило, магнитная проницаемость вдоль направления проката листов больше, чем поперек), остаточными упругими деформациями при сборке и т. п. Несмотря на веерную сборку пакетов и соблюдение целого числа вееров по длине, некоторая магнитная асимметрия пакетов статора и ротора ВТ остается. ВТ с такого рода асимметричными магнитопроводами эквивалентен по своим физическим свойствам некоторому идеализированному ВТ с эллиптически расточенными пакетами (рис. 6-27). Большая ось эллипса пакета статора соответствует направлению наименьшей магнитной проводимости, а пакета ротора — наибольшей проводимости. Воздушный зазор этого ВТ в первом приближении можно выразить формулой:

$$\delta = \delta_0 + \delta_1 \cos 2(\varphi - \gamma_1) + \delta_2 \cos 2(\varphi - \gamma_2), \tag{6-67}$$

где δ_0 — среднее значение зазора;

δ_1, δ_2 — максимальные отклонения расточек статора и ротора от их среднего значения;

φ — угол по расточке ВТ, отсчитываемый от оси обмотки возбуждения;

γ_1, γ_2 — углы между осью обмотки возбуждения и направлениями наименьшей магнитной проводимости пакетов.

Принимая, как и выше, что н. с. обмотки возбуждения изменяется по закону

$$F = F_0\left(\cos\varphi + \frac{1}{3}\frac{K_{w3}}{K_{w1}}\cos 3\varphi\right),$$

для индукции магнитного поля зазора получим выражение:

$$B(\varphi) = B_0\frac{\cos\varphi + \frac{1}{3}\frac{K_{w3}}{K_{w1}}\cos 3\varphi}{1 + \nu_1\cos 2(\varphi - \gamma_1) + \nu_2\cos 2(\varphi - \gamma_2)}, \qquad (6\text{-}68)$$

где

$$\nu_1 = \frac{\delta_1}{\delta_0}; \quad \nu_2 = \frac{\delta_2}{\delta_0}.$$

Поскольку ν_1 и $\nu_2 \ll 1$, формулу (6-68) запишем в виде:

$$B = B_0\left(\cos\varphi + \frac{1}{3}\frac{K_{w3}}{K_{w_1}}\cos 3\varphi\right)[1 - \nu_1\cos 2(\varphi - \gamma_1) - \nu_2\cos 2(\varphi - \gamma_2)].$$

Раскрывая скобки и выполняя несложные тригонометрические преобразования, будем иметь:

$$B(\varphi) = B_0\left[\cos\varphi + \frac{1}{3}\frac{K_{w3}}{K_{w1}}\cos 3\varphi - \frac{\nu_1}{2}\cos(\varphi - 2\gamma_1) - \frac{\nu_1}{2}\cos(3\varphi - 2\gamma_1) - \frac{\nu_2}{2}\cos(\varphi - 2\gamma_2) - \frac{\nu_2}{2}\cos(3\varphi - 2\gamma_2) - \frac{1}{6}\frac{K_{w3}}{K_{w1}}\nu_1\cos(\varphi + 2\gamma_1) - \frac{1}{6}\frac{K_{w3}}{K_{w1}}\nu_1\cos(5\varphi - 2\gamma_1) - \frac{1}{6}\frac{K_{w3}}{K_{w_1}}\nu_2\cos(\varphi + 2\gamma_2) - \frac{1}{6}\frac{K_{w3}}{K_{w1}}\nu_2\cos(5\varphi - 2\gamma_2)\right]. \qquad (6\text{-}69)$$

Формула (6-69) показывает, что кривая индукции содержит основную и нечетные гармоники поля.

Аналогично предыдущему вычислим э.д.с. квадратурной обмотки и выражение для вторичной э.д.с. обмотки ротора, ось которой составляет угол α с осью обмотки возбуждения.

В результате получим:

э.д.с. квадратурной обмотки

$$E_к = -\frac{E_1}{2}\left(1 + \frac{1}{6}\frac{K_{w_13}}{K_{w_11}}\right)(\nu_1\sin 2\gamma_1 + \nu_2\sin 2\gamma_2); \qquad (6\text{-}70)$$

э.д.с. роторной (косинусной) обмотки

$$E_a = E_2\Big\{\cos\alpha - \frac{\nu_1}{2}\cos(\alpha - 2\gamma_1) - \frac{\nu_2}{2}\cos(\alpha - 2\gamma_2) -$$

$$- \frac{1}{6}\frac{K_{w_1 3}}{K_{w_1 1}}\nu_1\cos(\alpha + 2\nu_1) - \frac{1}{6}\frac{K_{w_1 3}}{K_{w_1 1}}\nu_2\cos(\alpha + 2\gamma_2) -$$

$$- \frac{1}{30}\frac{K_{w_1 3}K_{w_2 5}}{K_{w_1 1}K_{w_2 1}}\left[\nu_1\cos(5\alpha + 2\nu_1) + \nu_2\cos(5\alpha + 2\gamma_2)\right]\Big\}. \qquad (6\text{-}71)$$

В последней формуле γ_1 не зависит от α, в то время как $\gamma_2 = \gamma_{20} + \alpha$ (рис. 6-28). Аналогичное выражение можно записать

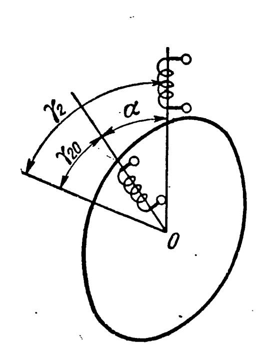


Рис. 6-28. Схема расположения обмоток в асимметричном ВТ

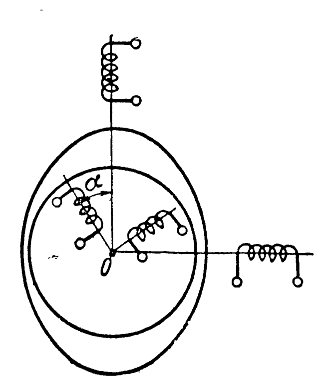


Рис. 6-29. ВТ с обмотками статора, расположенными по осям магнитной симметрии

для второй (синусной) обмотки ротора ВТ, путем замены функции cos на sin.

Проанализируем полученные формулы. Из формулы (6-70) следует, что э.д.с. квадратурной обмотки имеет постоянную составляющую, обусловленную магнитной асимметрией пакета статора, и переменную составляющую, обусловленную магнитной асимметрией пакета ротора.

Постоянная составляющая э.д.с. может быть сведена к нулю, если расположить оси обмоток статора (возбуждения и квадратурной) по направлениям наибольшей и наименьшей магнитных проводимостей пакета (рис. 6-29). Переменная составляющая, имеющая двойную периодичность с углом поворота ротора ВТ, может быть уменьшена только за счет лучшего качества магнитопровода ротора или его магнитного симметрирования. Формула (6-70) позволяет оценить допустимое значение магнитной асимметрии ро-

тора по заданной предельной величине э.д.с. квадратурной обмотки:

$$\nu_2 = \frac{\delta_2}{\delta_0} < \frac{2E_к}{E_1}.$$

Так, например, при $E_к = 0{,}1\%$ имеем $\nu_2 < 0{,}2\%$.

Формула (6-71) показывает, что ошибки в выработке косинусной (синусной) зависимости ВТ определяются тремя ее последними членами, при этом наибольшее значение имеет первый из них, зависящий от магнитной асимметрии магнитопровода ротора.

Ошибки могут быть сведены к нулю, если обмотки ВТ выполнить с обмоточными коэффициентами K_{w3} и K_{w5}, равными нулю. Такому требованию удовлетворяют синусоидально-распределенные обмотки, рассмотренные ниже (§ 7-3).

Из приведенного здесь анализа следует, что технологические погрешности ВТ могут быть снижены за счет следующих мероприятий:

а) ужесточением допусков на эксцентриситет при использовании двухслойных обмоток;

б) проверкой магнитной асимметрии магнитопроводов;

в) использованием синусоидально-распределенных обмоток и расположением их по осям магнитной асимметрии.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

ОСНОВЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ВТ

7-1. Электродвижущая сила распределенной обмотки ВТ

Найдем э.д.с. вторичной (роторной) обмотки ВТ в режиме холостого хода при включении в сеть только обмотки возбуждения. Из общей теории электрических машин переменного тока известно, что н. с. распределенной однофазной обмотки двухполюсной машины выражается формулой:

$$F = \sum_{\nu=1,3,5\ldots} F_{0\nu} \cos \nu\varphi, \qquad (7\text{-}1)$$

где $F_{0\nu} = \dfrac{0{,}9 w_1 K_{w_1\nu} I_1}{\nu}$ — амплитуда н. с. ν-той гармоники, обмотки возбуждения;

φ — угол по расточке ВТ, отсчитываемый от оси обмотки возбуждения;

w_1 — число витков обмотки возбуждения;

$K_{w_1\nu}$ — ее обмоточный коэффициент для ν-той гармоники.

При равномерном воздушном зазоре магнитная индукция имеет точно такое же распределение по расточке ВТ, как и н. с.; ν-тая

гармоника индукции магнитного поля равна:

$$B_\nu(\varphi) = \frac{\mu_0}{\delta} F_\nu = \frac{0{,}9\mu_0 w_1 K_{w_1\nu} I_1}{\delta\nu} \cos\nu\varphi, \qquad (7\text{-}2)$$

где δ — величина воздушного зазора;

μ_0 — магнитная проницаемость вакуума.

Проинтегрировав это выражение в пределах $\left(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right)$, находим амплитуду магнитного потока для ν-той гармоники индукции:

$$\Phi_\nu = \frac{1{,}8\mu_0 I_1}{\delta} \cdot \frac{w_1 K_{w_1\nu}}{\nu^2}. \qquad (7\text{-}3)$$

Действующее значение электродвижущей силы $E_{b\nu}$, индуктируемой этим магнитным потоком в косинусной обмотке ротора, ось которой составляет угол α с осью обмотки возбуждения, находится по формуле:

$$E_{в\nu} = \frac{2\pi f}{\sqrt{2}} \Phi_\nu w_2 K_{w_2\nu} \cos\nu\alpha, \qquad (7\text{-}4)$$

где w_2 — число витков вторичной обмотки;

$K_{w_2\nu}$ — ее обмоточный коэффициент для ν-той гармоники;

f — частота сети.

Подставляя сюда выражение для магнитного потока (7-3), получим:

$$E_{в\nu} = 8f \frac{\mu_0}{\delta} I_1 \frac{w_1 w_2 K_{w_1\nu} K_{w_1\nu}}{\nu^2} \cos\nu\alpha. \qquad (7\text{-}5)$$

Отношение максимального действующего значения э.д.с. ν-той гармоники к максимальному действующему значению э.д.с. для основной гармоники характеризует содержание гармоник в кривой э.д.с. и определяет ошибку ВТ от несинусоидального распределения обмоток (следует подчеркнуть, что здесь речь идет о пространственных гармониках, во времени же все пространственные гармоники э.д.с. изменяются по синусоидальному закону с частотою сети). Это отношение равно:

$$k_\nu = \frac{K_{w_1\nu} K_{w_2\nu}}{\nu^2 K_{w_11} K_{w_21}} \qquad (7\text{-}6)$$

Из формулы (7-6) следует, что для уничтожения или ослабления любой высшей гармоники в кривой зависимости э.д.с. вторичной обмотки от угла поворота ротора ВТ достаточно ее уничтожить или ослабить либо в обмотке статора, либо в обмотке ротора, т. е. найти такое распределение и типы обмоток, чтобы соответствующие обмоточные коэффициенты были равны нулю или достаточно малы.

7-2. Анализ обмоток различных типов

Целесообразность применения в ВТ обмоток различного типа можно оценить по значению коэффициента k_ν, определяющего содержание гармоник при различных способах распределения проводников по пазам.

Без учета ступенчатого распределения обмотки по пазам и скоса паза ротора проф. Ю. С. Чечет [Л. 7-7] вычислил значения коэффициента k_ν для четырех практически наиболее удобных типов распределения линейной плотности проводников по расточке, представленных на рис. 7-1. Эти значения приведены в последних четырёх графах табл. 7-1 и дают наиболее благоприятные результаты, причем наилучшие из них получаются при выполнении трапецеидальных обмоток на статоре и роторе.

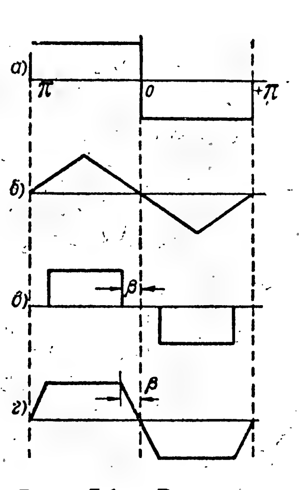


Рис. 7-1. Распределения линейной плотности проводников по расточке ВТ:
а — прямоугольное; *б* — треугольное; *в* — неполное прямоугольное; *г* — трапецеидальное

Рассмотрим вкратце способ образования этих обмоток.

Треугольная обмотка. Чтобы все фазные зоны были одинаковыми, число пазов z должно быть кратно $2pm$, где p — число пар полюсов, m — число фаз.

В случае ВТ имеем: $p = 1$, $m = 2$. Поэтому z должно быть кратно 4.

Все пазы имеют одинаковое заполнение, если число пазов, составляющих основание треугольника, равно:

$$a = \frac{z}{mp} - 1$$

или для случая ВТ

$$a = \frac{z}{2} - 1. \qquad (7\text{-}7)$$

Высота треугольника, или наибольшее число катушечных сторон, уложенных друг над другом, определяется по формуле:

$$h = \frac{z}{2mp}$$

или для ВТ

$$h = \frac{z}{4}. \qquad (7\text{-}8)$$

Пример. Выполнить треугольную обмотку ВТ, при $z = 12$, $p = 1$, $m = 2$.

Определяем a и h:

$$a = \frac{z}{2} - 1 = \frac{12}{2} - 1 = 5; \qquad h = \frac{z}{4} = \frac{12}{4} = 3.$$

Значения коэффициентов k_ν

Распределение проводников на статоре	Распределение проводников на роторе	k_3, %	k_5, %	k_7, %
Прямоугольное	Прямоугольное	1,24	0,16	0,042
Прямоугольное Треугольное	Треугольное Прямоугольное	0,41	0,032	0,006
Треугольное	Треугольное	0,137	0,0064	0,00085
Прямоугольное Неполное прямоугольное $\beta=\frac{\pi}{6}$	Неполное прямоугольное $\beta=\frac{\pi}{6}$ Прямоугольное	0	0,16	0,042
Неполное прямоугольное $\beta=\frac{\pi}{6}$ Треугольное	Треугольное Неполное прямоугольное $\beta=\frac{\pi}{6}$	0	0,032	0,006
Трапецеидальное $\beta=\frac{\pi}{3}$ Прямоугольное	Прямоугольное Трапецеидальное $\beta=\frac{\pi}{3}$	0	0,032	0,06
Трапецеидальное $\beta=\frac{\pi}{3}$ Треугольное	Треугольное Трапецеидальное $\beta=\frac{\pi}{3}$	0	0,0064	0,00085
Неполное прямоугольное $\beta=\frac{\pi}{6}$, $\beta=\frac{\pi}{10}$	Неполное прямоугольное $\beta=\frac{\pi}{10}$, $\beta=\frac{\pi}{6}$	0	0	0,026
Неполное прямоугольное $\beta=\frac{\pi}{6}$ Трапецеидальное $\beta=\frac{2}{5}\pi$	Трапецеидальное $\beta=\frac{2}{5}\pi$ Неполное прямоугольное $\beta=\frac{\pi}{6}$	0	0	0,0037
Трапецеидальное $\beta=\frac{\pi}{3}$, $\beta=\frac{2}{5}\pi$	Трапецеидальное $\beta=\frac{2}{5}\pi$, $\beta=\frac{\pi}{3}$	0	0	0,00053

Шаг обмотки

$$y+\tau=\frac{z}{2}=\frac{12}{2}=6.$$

На рис. 7-2, *а* представлена схема треугольной обмотки для одной фазы, а на рис. 7-2, *б* показана эта же обмотка в разрезе.

Неполная прямоугольная обмотка. Обмотка этого типа выполняется как двухслойная обмотка с сокращением шага на угол 2β. Рассматривая проводники каждого слоя в отдельности, можно та-

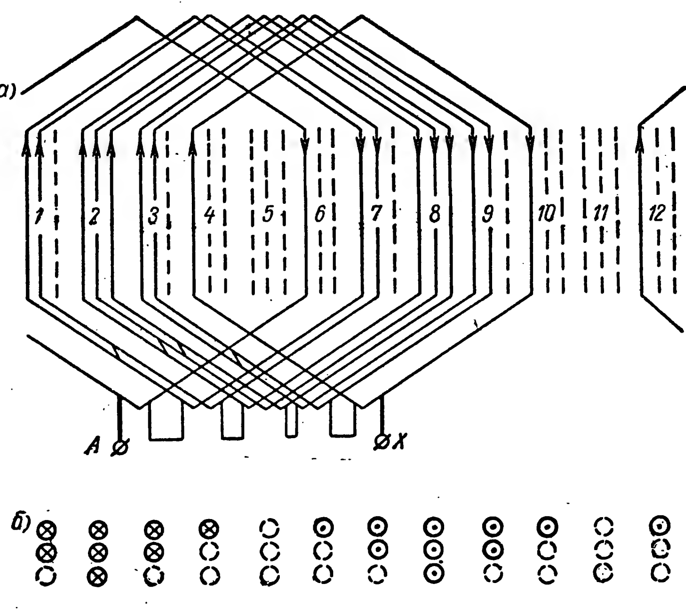


Рис. 7-2. Треугольная обмотка ВТ:
а — схема обмотки; *б* — разрез обмотки

кую обмотку представить как совокупность двух однослойных обмоток (*1* и *2*) с полным шагом, сдвинутых относительно друг друга на 2β электрических градусов (рис. 7-3).

Чтобы уничтожить ν-ую гармонику н. с., необходимо угол 2β принять равным:

$$2\beta=n\frac{\pi}{\nu}$$

или в линейных размерах

$$2\beta=n\frac{\tau}{\nu},$$

где n — любое целое нечетное число.

При этом шаг обмотки будет равен:

$$y = \tau - 2\beta = \tau\left(1 - \frac{n}{\nu}\right) = \tau\frac{\nu - n}{\nu}.$$

Для лучшего использования обмотки нужно выполнить y по величине возможно ближе к τ. Для этого надо взять $n=1$, тогда

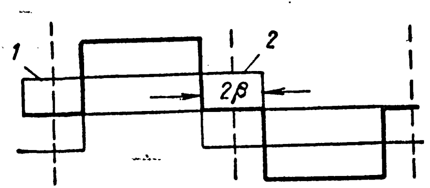


Рис. 7-3. Схема получения неполной прямоугольной обмотки из двух однослойных прямоугольных обмоток

$$y = \tau\frac{\nu - 1}{\nu}. \qquad (7\text{-}9)$$

Для возможности выполнения сокращения шага на целое число пазов необходимо, чтобы z было кратно $2pm\nu$, т. е. кратно 4ν.

Пример. Выполнить неполную прямоугольную обмотку ВТ при $z = 20$; $p = 1$; $m = 2$.

В этом случае можно сокращением шага уничтожить 5-ую гармонику, так как $z = 20$ кратно $4\nu = 4 \cdot 5 = 20$.

При данной обмотке нельзя уничтожить 3-ю гармонику, так так z некратно $4\nu = 4 \cdot 3 = 12$, и поэтому нельзя осуществить нужного сокращения шага на целое число зубцовых делений.

Шаг обмотки, необходимый для уничтожения 5-ой гармоники, определяется из условия:

$$\frac{y}{\tau} = \frac{\nu - 1}{\nu} = \frac{5 - 1}{5} = \frac{4}{5};$$

$$\tau = \frac{z}{2} = \frac{20}{2} = 10;$$

$$y = \frac{4}{5}\tau = \frac{4 \cdot 10}{5} = 8.$$

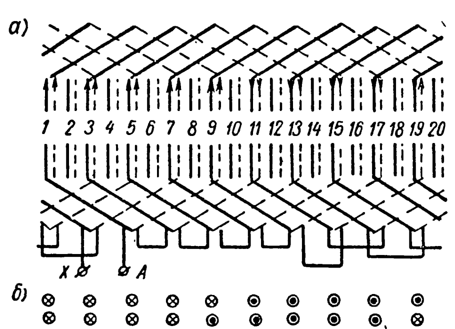


Рис. 7-4. Неполная прямоугольная обмотка ВТ:

а — схема обмотки; *б* — разрез обмотки

На рис. 7-4, *а* представлена схема неполной прямоугольной обмотки для одной фазы, а на рис. 7-4, *б* дан разрез этой же обмотки.

При выполнении такой обмотки (рис. 7-4, *а*) необходимо так соединить катушки между собой, чтобы две половины обмотки, лежащие под двумя полюсами, создавали бы н. с., направленные согласно, а не уничтожали друг друга.

Допустим, что при соединении катушек первой половины обмотки мы исходили из начала A и соединяли последовательно конец одной катушки с началом следующей и т. д. Тогда во второй половине обмотки надо соединять последовательно начало одной катушки с концов последующей и т. д. Начало последней катушки во второй половине обмотки будет концом обмотки X. Обе половины обмоток соединяются между собой последовательно, так что конец последней катушки первой половины обмотки соединяется с концом первой катушки второй половины обмотки.

Трапецеидальная обмотка. Трапецеидальная обмотка может быть образована из двух треугольных обмоток с полным шагом, сдвинутых относительно друг друга на угол γ (рис. 7-5), либо, что проще, в виде одной двухслойной треугольной обмотки с сокращенным шагом $y = \tau - \frac{\gamma}{\pi}\tau$ (рис. 7-6, *а*).

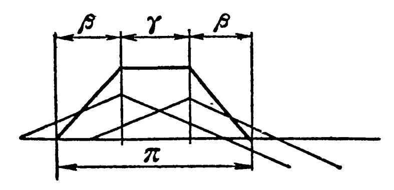


Рис. 7-5. Схема получения трапецеидальной обмотки из двух треугольных

Из рис. 7-5 имеем:

$$\gamma = \pi - 2\beta,$$

откуда

$$y = \frac{2\beta}{\pi}\tau.$$

Для уничтожения ν-ой гармоники э.д.с. нужно принять

$$\beta = n\frac{\pi}{\nu},$$

где $n = 1, 2, 3, \ldots$

откуда

$$y = \frac{2n\tau}{\nu}.$$

Для того чтобы шаг был возможно ближе к полюсному делению, нужно при $\nu = 3$ принять $n = 1$; а при $\nu = 5$ принять $n = 2$.

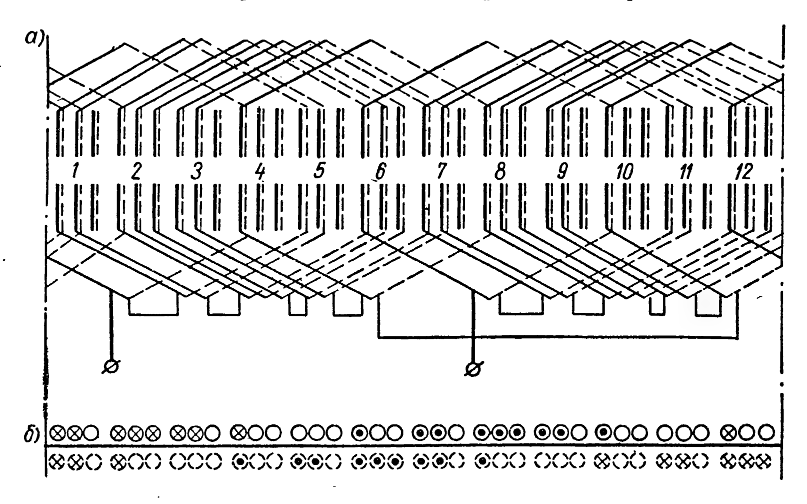


Рис. 7-6. Трапецеидальная обмотка ВТ:
а — схема обмотки; *б* — разрез обмотки

Этот же результат можно получить и иным путем. Для уничтожения ν-той гармоники э.д.с. может быть выбран шаг наиболее близкий к τ, исходя из соотношения

$$y = \tau - \frac{\tau}{\nu} = \tau\frac{\nu - 1}{\nu}.$$

Сравнивая это выражение с предыдущим, находим:

$$n = \frac{\nu - 1}{2}, \qquad (7\text{-}10)$$

откуда, при $\nu = 3$, $n = 1$; при $\nu = 5$, $n = 2$.

Для треугольного распределения проводников каждого слоя должны быть выполнены соотношения, приведенные для треугольной обмотки.

Пример. Выполнить трапецеидальную обмотку с уничтожением 3-й гармоники при $z = 12$, $p = 1$, $m = 2$.

Определяем a, h, τ и y:

$$a = \frac{z}{2} - 1 = \frac{12}{2} - 1 = 5; \quad h = \frac{z}{4} = \frac{12}{4} = 3;$$

$$\tau = \frac{z}{2} = \frac{12}{2} = 6; \quad y = \tau\frac{\nu - 1}{\nu} = 6\frac{3 - 1}{3} = 4.$$

На рис. 7-6, *а* и *б* представлена схема и показан разрез этой обмотки.

Из приведенных в табл. 7-1 значений коэффициента k_ν для сочетаний обмоток, выполненных по треугольному, неполному прямоугольному и трапецеидальному распределениям проводников по пазам, на первый взгляд следует, что место расположения обмотки того или иного типа (на первичной или вторичной стороне) не является существенным. Однако наличие в ВТ технологических погрешностей (эксцентриситет расточек, асимметрия магнитной цепи) накладывает дополнительные ограничения на выбор типа обмоток.

От неточности изготовления ВТ магнитная проводимость зазора оказывается зависящей от угла по расточке ВТ и содержит постоянную составляющую и переменную составляющую, изменяющуюся с двойной периодичностью от угла поворота ротора. Вследствие этого даже при синусоидальной кривой н. с. магнитная индукция в зазоре будет содержать третью гармонику и вызовет появление в обмотках, чувствительных к третьей гармонике, дополнительную э.д.с. погрешности. По указанным причинам обмотки, для которых обмоточный коэффициент для третьей гармоники не равен нулю, располагаются на первичной стороне (обмотка возбуждения и квадратурная обмотка), а обмотки, чувствительные к пятой гармонике, на вторичной стороне (синусная и косинусная обмотки). При таком расположении обмоток удается получить меньшие значения ошибок в выработке синусоидальной зависимости за счет некоторого увеличения э.д.с. квадратурной обмотки.

Из приведенных соотношений следует, что числа пазов в магнитопроводах ВТ должны иметь вполне определенные значения: $z = 12$ или 24 на вторичной стороне, $z = 20$ на первичной стороне.

Большие значения чисел пазов для малогабаритных машин неудобны по производственным соображениям.

Для вращающихся трансформаторов высокой точности применяются синусоидально-распределенные обмотки. Основные соотношения для этих обмоток приводятся в следующем параграфе.

7-3. Синусоидально-распределенные обмотки ВТ

Обмотки этого типа представляют собой однослойные концентрические обмотки, числа витков которых по пазам распределены по синусоидальному закону. На рис. 7-7, *а* и *б* даны принципиальные схемы образования синусоидально-распределенной обмотки. Обе схемы обмоток в электрическом отношении эквивалентны, но для практического выполнения, обмотка, изображенная на

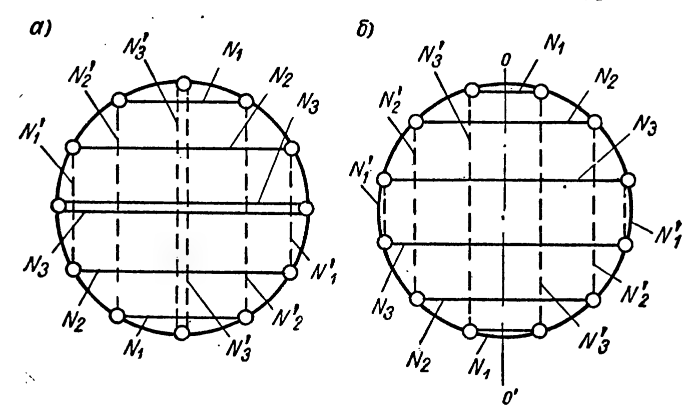


Рис. 7-7. Схемы синусоидально-распределенных концентрических обмоток:
а — 1-го типа, *б* — 2-го типа

рис. 7-7, *б*, более удобна. Остановимся кратко на основных соотношениях, характерных для этой обмотки. Подробный анализ синусоидально-распределенных обмоток приводится в [Л. 7-5].

Числа проводников в пазах или, что то же, числа витков в отдельных секциях обмотки изменяются по синусоидальному закону от углового положения паза и вычисляются по формуле:

$$N_i = N_m \sin \alpha_i = N_m \sin (2i - 1) \frac{\pi}{z}, \qquad (7\text{-}11)$$

где α_i — угол между осью обмотки и i-тым пазом;

N_m — максимальное число проводников.

Намагничивающая сила такой обмотки представляет собой ступенчатую функцию (рис. 7-8); ее разложение в ряд Фурье имеет вид:

$$F(\varphi) = \frac{4\sqrt{2}\, I}{\pi} \sum_{\nu=1,3,5,\ldots} \left(\sum_{i=1}^{m} N_i \sin \nu_i \alpha_1 \right) \frac{\cos \nu\varphi}{\nu},$$

где I — ток в обмотке;

$m = \frac{z}{4}$ — число катушек одной половины обмотки.

Отсюда следует, что амплитуда ν-той гармоники н. с. равна:

$$F_{0\nu} = \frac{4\sqrt{2}I}{\pi\nu}\sum_{i=1}^{m} N_i \sin \nu\alpha_i. \tag{7-12}$$

Подставляя сюда значения N_i по формуле (7-11) и производя несложные тригонометрические преобразования, получим:

$$F_{0\nu} = \begin{cases} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} IN_m m & \text{при } \nu = 1; \\ \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{IN_m m}{zn \pm 1} & \text{при } \nu = zn \pm 1 \ (n \text{ — целое число}); \\ 0 & \text{для всех остальных } \nu. \end{cases}$$

Эти выражения показывают, что синусоидально-распределенная обмотка содержит только высшие гармоники порядка $zn \pm 1$. Сравнивая амплитуду н. с. основной гармоники с обычным выражением н. с. распределенной обмотки

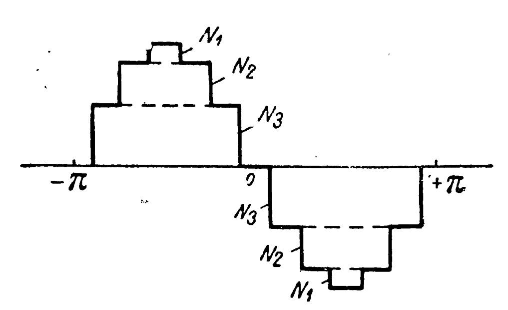


Рис. 7-8. Н. с. синусоидально-распределенной обмотки

$$F_{01} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} Iw_{эф},$$

находим, что максимальное число проводников N_m равно:

$$N_m = \frac{w_{эф}}{m} = \frac{4w_{эф}}{z}, \tag{7-13}$$

а числа проводников в пазах или числа витков в секциях

$$N_i = \frac{4w_{эф}}{z} \sin \alpha_i. \tag{7-14}$$

Необходимо отметить, что значения витков, полученные по формуле (7-14), могут оказаться дробными; поэтому действительное эффективное число витков будет несколько отличаться от расчетного. Путем разумного округления можно добиться, чтобы эта разница была невелика, или же вводить в расчет действительное эффективное число витков по формуле:

$$w_{эф} = 2\sum_{i=1}^{m} N_i \sin \alpha_i. \tag{7-15}$$

Пример. Определить числа витков в катушках для обмотки с $w_{эф} = 360$ и $z = 12$.

Схема обмотки соответствует рис. 7-7, *б*. Для этой обмотки имеем три вида секций с числами витков:

$$N_1 = \frac{4w_{эф}}{z} \sin \alpha_1 = \frac{4 \cdot 360}{12} \sin 15^\circ = 31{,}1;$$

$$N_2 = \frac{4w_{эф}}{z} \sin \alpha_2 = \frac{4 \cdot 360}{12} \sin 45^\circ = 84{,}8;$$

$$N_3 = \frac{4w_{эф}}{z} \sin \alpha_3 = \frac{4 \cdot 360}{12} \sin 75^\circ = 116.$$

Округляя до целых чисел, находим действительные числа витков: $N_1 = 31$, $N_2 = 85$, $N_3 = 116$ и действительные эффективные витки обмотки

$$w_{эф} = 2 \sum_{i=1}^{3} N_i \sin \alpha_i = 2\,(31 \cdot 0{,}259 + 85 \cdot 0{,}707 + 116 \cdot 0{,}966) = 360{,}4.$$

Важным преимуществом синусоидальной обмотки является ее нечувствительность к низшим гармоникам, появляющимся в кривой индукции магнитного поля от неточности изготовления ВТ. Ее применение позволяет поднять процент выхода из производства ВТ наивысших классов. Недостаток — большая трудоемкость при изготовлении и неравномерность распределения числа проводников по пазам ВТ.

7-4. Выбор основных соотношений при проектировании ВТ

Задача проектирования по заданным характеристикам ВТ, как и любой другой электрической машины, имеет бесчисленное множество решений. При этом весьма часто выбор того или иного решения определяется не требованиями получения оптимальных режимов, а конструктивными ограничениями прибора, в котором устанавливается ВТ. Несмотря на указанные трудности, все же представляется возможным найти некоторые разумные критерии, позволяющие установить оптимальные соотношения между параметрами ВТ и его размерами.

Вопрос о наиболее рациональном проектировании ВТ можно поставить в двух аспектах. Первая, сравнительно узкая, постановка вопроса предусматривает определение оптимальных размеров при заданных внешних габаритах. Важность решения такой задачи особенно существенна для малогабаритных ВТ, в которых неудачный выбор магнитных нагрузок, плотностей тока, диаметра расточки и т. п. может привести к значительному увеличению погрешности и создать непреодолимые трудности в процессе производства. При второй, более широкой, постановке вопроса задача состоит в определении габаритов ВТ по заданным напряжению возбуждения, входному сопротивлению, частоте сети и точности работы.

Остановимся кратко на первой постановке вопроса, имея в виду

ВТ с синусоидально-распределенными обмотками. Аналогичные соотношения сохраняются и для ВТ с другими типами обмоток.

Определение площади сечения лобовых соединений и паза. Максимальное число проводников лобовых соединений одной фазы синусоидально-распределенной обмотки находится по формуле:

$$N_{л1} = \sum_{i=1}^{m} N_i = \frac{4w_{эф}}{z} \sum_{i=1}^{z/4} \sin(2i-1)\frac{\pi}{z} = \frac{2w_{эф}}{z\sin\frac{\pi}{z}} \approx \frac{2}{\pi} w_{эф}.$$

При наличии двух фаз, сдвинутых в пространстве на 90°, это число следует умножить на $\sqrt{2}$. Следовательно,

$$N_л = N_{л1}\sqrt{2} = 0{,}9w_{эф}. \quad (7\text{-}16)$$

Площадь, необходимая для размещения лобовых соединений, равна:

$$S_л = N_л \frac{q}{k_{з.\,л}} = 0{,}9w_{эф}\frac{q}{k_{з.\,л}}, \quad (7\text{-}17)$$

где q — сечение проводника;

$k_{з.\,л}$ — коэффициент заполнения площади для лобовых соединений.

Аналогично получаем для максимального числа проводников в пазу:

$$N_п = \sqrt{2}\,\frac{4w_{эф}}{z} \quad (7\text{-}18)$$

и для площади паза

$$S_п = \frac{4\sqrt{2}}{z} w_{эф} \frac{q}{k_{з.\,п}}, \quad (7\text{-}19)$$

где $k_{з.\,п}$ — коэффициент заполнения паза.

Из формул (7-17) и (7-19) находим:

$$\frac{S_л}{S_п} = 0{,}16z\,\frac{k_{з.\,п}}{k_{з.\,л}}. \quad (7\text{-}20)$$

Выразим $S_л$ и $S_п$ через допустимые значения магнитных нагрузок и плотности тока i_0. Имеем

$$0{,}8B_\delta\delta' = 0{,}9w_{эф}I = 0{,}9\,w_{эф}qj_0;$$

отсюда

$$q = \frac{0{,}8B_ж\delta'}{0{,}9w_{эф}j_0\gamma}, \quad (7\text{-}21)$$

где $B_ж$ — допустимое максимальное значение индукции в материале магнитопровода;

j_0 — допустимая плотность тока ($j_0 \approx 2$—4 *а/мм²*);

$$\gamma = \frac{B_ж}{B_\delta}.$$

Подставляя это значение q в формулы (7-17) и (7-19), получим:

$$\left.\begin{aligned} S_л &= \frac{0{,}8B_ж\delta'}{k_{з.\,л}j_0\gamma}; \\ S_п &= \frac{5B_ж\delta'}{zk_{з.\,п}j_0\gamma}. \end{aligned}\right\} \qquad (7\text{-}22)$$

Выбор диаметра расточки и длины пакета. Используя обозначения, принятые на рис. 7-9, нетрудно установить, что площадь, занимаемая пазами статора, приближенно равна:

$$S_п z = \frac{\pi}{4}\left[(D_н - 2h_j)^2 - D^2\right] - b_z z\,\frac{D_н - D - 2h_j}{2}, \qquad (7\text{-}23)$$

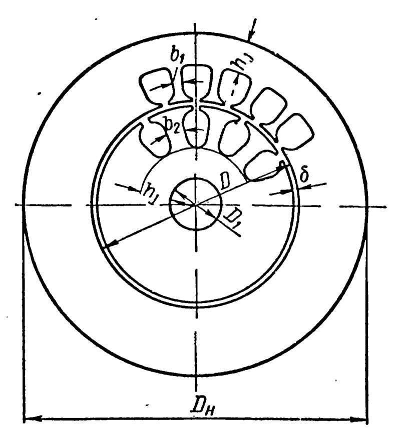


Рис. 7-9. Эскиз магнитной цепи статора и ротора ВТ

где $D_н$ — наружный диаметр вырубки статора;

h_j — высота спинки статора;

b_z — ширина зубца.

Но

$$\left.\begin{aligned} 2h_j &= \frac{DB_\delta}{B_ж} = \frac{D}{\gamma}; \\ b_z z &= \frac{\pi D B_\delta}{B_ж} = \frac{\pi D}{\gamma}. \end{aligned}\right\} \qquad (7\text{-}24)$$

Подставляя эти выражения в формулу (7-23), получим:

$$\left(D_н - \frac{D}{\gamma}\right)^2 - D^2 - \frac{2D}{\gamma}\left(D_н - D - \frac{D}{\gamma}\right) = \frac{a}{\gamma}, \qquad (7\text{-}25)$$

где

$$a = \frac{20B_ж\delta'}{\pi k_{з.\,п}j_0}. \qquad (7\text{-}26)$$

Решая уравнение (7-25) относительно $\frac{D}{D_н}$, найдем:

$$\frac{D}{D_н} = \frac{\sqrt{4 + \left(\gamma - \frac{a}{D_н^2}\right)\left(\gamma - 2 - \frac{3}{\gamma}\right)} - 2}{\gamma - 2 - \frac{3}{\gamma}}. \qquad (7\text{-}27)$$

На рис. 7-10 приведены графики зависимости

$$\frac{D}{D_н} = f_1(\gamma)$$

для различных значений $\frac{a}{D_н^2}$, вычисленные по формуле (7-27). Для определения $\frac{D}{D_н}$ по этим графикам надо найти γ. Это можно сделать, исходя из требования, чтобы площадь пазов статора находилась в определенном соотношении с площадью пазов ротора.

Используя обозначения, принятые на рис. 7-9, и формулы (7-24) и (7-25), получим:

$$\frac{\pi}{4}\left[\left(D_н - \frac{D}{\gamma}\right)^2 - D^2\right] - \frac{\pi}{2}\frac{D}{\gamma}\left(D_н - D - \frac{D}{\gamma}\right) =$$

$$= k_s\left\{\frac{\pi}{4}\left[D^2 - \left(D_1 - \frac{D}{\gamma}\right)^2\right] - \frac{\pi}{2}\frac{D}{\gamma}\left(D - D_1 - \frac{D}{\gamma}\right)\right\}, \quad (7\text{-}28)$$

где k_s — коэффициент, равный отношению суммарной площади пазов статора к площади пазов ротора.

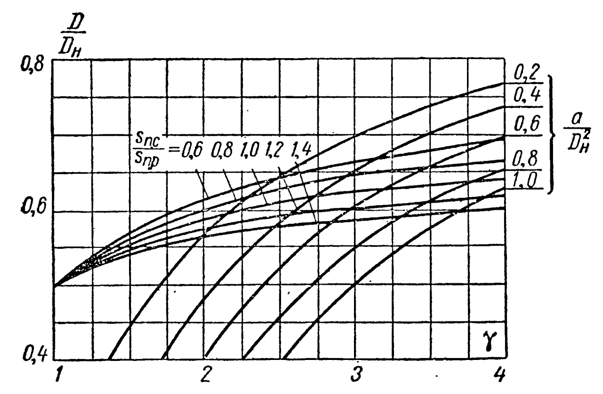


Рис. 7-10. Графики зависимостей $f_1(\gamma)$ и $f_2(\gamma)$

Значение этого коэффициента может быть принято: при возбуждении со стороны статора $k_s = 1,1—1,4$; при возбуждении со стороны ротора $k_s = 0,7—0,9$.

Производя некоторые упрощения и пренебрегая D_1^2 по сравнению с $D_н^2$, уравнение (7-28) приведем к виду:

$$\left[(1 + k_s)(\gamma - 2) - \frac{3 - k_s}{\gamma}\right]D^2 + 4D_нD - D_н^2\gamma = 0,$$

отсюда

$$\frac{D}{D_н} = \frac{\sqrt{4 + \gamma\left[(1 + k_s)(\gamma - 2) - \frac{3 - k_s}{\gamma}\right]} - 2}{(1 + k_s)(\gamma - 2) - \frac{3 - k_s}{\gamma}}. \quad (7\text{-}29)$$

Графики зависимостей

$$\frac{D}{D_н} = f_2(\gamma),$$

выражаемых формулой (7-29), приведены также на рис. 7-10 для различных значений k_s. Точка пересечения кривых $f_1(\gamma)$ и $f_2(\gamma)$ определяет оптимальные величины γ и $\frac{D}{D_н}$ для данных значений $\frac{a}{D_н^2}$ и k_s.

Длина пакета статора l (рис. 7-11) определяется по формуле:

$$l = l_к - \frac{4S_л}{D_н - D} = l_к\left[1 - \frac{4S_л}{l_к D_н\left(1 - \frac{D}{D_н}\right)}\right],$$

где $l_к$ — длина корпуса ВТ по лобовым частям.

Используя соотношения (7-22) и (7-26) и обозначая $\beta = \frac{l_к}{D_н}$, получим:

$$l = l_к\left[1 - \frac{\frac{a}{D_н^2}\frac{k_{з.\,п}}{k_{з.\,л}}}{2\gamma\beta\left(1 - \frac{D}{D_н}\right)}\right]. \tag{7-30}$$

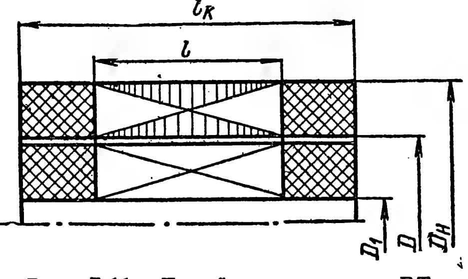


Рис. 7-11. Линейные размеры ВТ

Входное сопротивление ВТ. По вычисленным выше значениям D, l, γ и величине приведенного воздушного зазора δ' можно оценить входное сопротивление ВТ на холостом ходу для заданного напряжения источника питания. Выраженное через основные размеры ВТ входное сопротивление равно:

$$z_{вх} \approx (1 + \xi)\, 4f\, \frac{\mu_0 D l}{\delta'}\, w_{эф}^2, \tag{7-31}$$

где $\xi = \frac{x_1}{x_0}$ и в зависимости от габаритов ВТ находится в пределах $0{,}02 \div 0{,}05$.

С другой стороны, напряжение возбуждения может быть выражено формулой:

$$U_1 = (1 + \xi)\, E_1 = (1 + \xi)\, \pi\sqrt{2}\, B_\delta D l f w_{эф}. \tag{7-32}$$

Исключая из двух последних уравнений $w_{эф}$, получим:

$$z_{вх} \approx \frac{2\mu_0 U_1^2 \gamma^2}{\pi^2 (1 + \xi) f \delta' D l B_ж^2}. \tag{7-33}$$

При второй постановке вопроса задача, вообще говоря, неопределенна. Действительно, из формулы (7-33) следует, что при заданных U_1, $z_{\text{вх}}$, f нельзя однозначно определить D, l. Требуются дополнительные ограничения на значения величин $B_{ж}$, γ и δ', которые в зависимости от типа применяемых материалов и габаритов ВТ могут изменяться в некоторых пределах. Поэтому ограничимся лишь ориентировочными соображениями, основанными на опыте проектирования ВТ.

Приведенный воздушный зазор из требований допустимых значений эксцентриситета и магнитной асимметрии магнитопроводов не может быть сделан менее 0,12 *мм*. Увеличение же зазора нецелесообразно, так как это приводит к росту потребляемой реактивной мощности.

Максимальная индукция магнитного поля в магнитопроводах ВТ не должна превосходить значений 4000—5000 *гс* для пермаллоя и 7000—8000 *гс* для электротехнической стали, чтобы не выйти за пределы линейной части кривой намагничивания.

Коэффициент γ, равный отношению $\frac{B_{ж}}{B_{\delta}}$, имеет значение, близкое к 3. Что касается отношения $k_l = \frac{l}{D}$, то его величина, в зависимости от особенностей устройства для которого предназначено ВТ, изменяется от 0,4 до 1,2. Обычно k_e выбирается близким к единице.

Используя принятые значения δ', $B_{ж}$ и γ, из выражения (7-33) получим приближенные формулы для оценки диаметра расточки ВТ:

для магнитопровода из пермаллоя

$$D \approx (25 \div 30) \frac{U_1}{\sqrt{f z_{\text{вх}} k_l}} \text{ см}; \tag{7-34}$$

для магнитопровода из электротехнической стали

$$D \approx (16 \div 18) \frac{U_1}{\sqrt{f z_{\text{вх}} k_l}} \text{ см}. \tag{7-35}$$

7-5. Конструкция ВТ

Основным требованием, определяющим конструкцию ВТ, является получение минимальных значений погрешностей, рассмотренных в § 6-3. Этому требованию подчинены выбор материала и конструкции магнитопровода, типа обмотки, способа токосъема и сопрягающих магнитопроводы статора и ротора деталей.

В зависимости от типа токосъема (гибкие проводники или контактные кольца) различают ВТ с ограниченным и неограниченным углами вращения, а по типу магнитопровода — ВТ из трансформаторной стали и из пермаллоя.

На рис. 7-12 дана конструкция ВТ с ограниченным углом вращения.

Рассмотрим наиболее важные особенности отдельных узлов.

Магнитопроводы ВТ. Пакеты статора *7* и ротора *8* собираются из пластин, имеющих равномерно-распределенные по окружности полузакрытые пазы. Число пазов выбирается кратным четырем и в малогабаритных конструкциях составляет 12, 20 или 24. В качестве материала пластин обычно используется пермаллой, и только для некоторых типов машин (главным образом ЛВТ) — трансформаторная сталь.

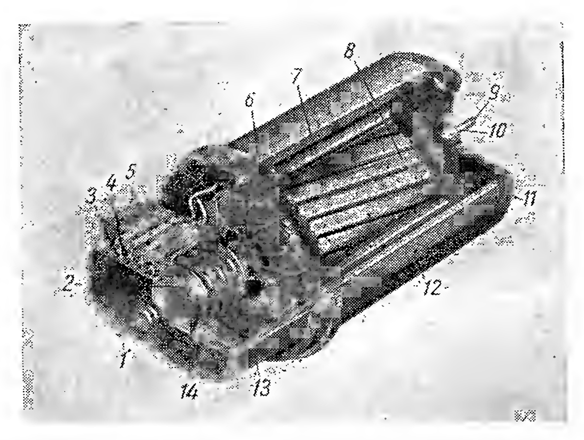


Рис. 7-12. Конструкция ВТ:

1 — передний конец вала; *2* — контактные кольца; *3* — зажимные винты; *4* —клеммная плата; *5* — обмотка ротора; *6* — обмотка статора; *7* — пакет статора; *8* — пакет ротора; *9* — задний конец вала; *10* — подшипник; *11* — задняя крышка; *12* — корпус; *13* — передняя крышка; *14* — щечки

Для получения симметричных в магнитном отношении пакетов пластины набираются веером через одно зубцовое деление при обязательном соблюдении целого числа вееров. Пакеты статора или ротора скашиваются на одно зубцовое деление.

После сборки пакеты статора и ротора в специальном макете проверяются на магнитную асимметрию. Для пакета статора находятся направления магнитной симметрии, по которым должны располагаться оси обмоток. Особое внимание следует обратить на крепление магнитопровода ротора к оси ВТ. Допустимое значение боя не должно превышать нескольких микрон. Для магнитопроводов из пермаллоя при их сборке недопустимы значительные или неоднородные механические усилия, так как это приводит к существенной асимметрии.

Пакет магнитопровода ротора скашивается на одно зубцовое

деление по винтовой линии, для чего предусматривается специальная оправка при сборке пакета.

Обмотки ВТ. Обмотки ВТ выполняются, как правило, двухслойными. Концы обмотки статора *6* выводятся непосредственно на клеммную плату *4*, концы обмоток ротора *5* соединены с платой через контактные пружины *2* или кольца со щетками (для ВТ неограниченного вращения). Для изоляции пружин друг от друга предусмотрены гетинаксовые щечки *14*.

Корпус ВТ. Корпус ВТ *12* выполняется с одной крышкой или с двумя съемными крышками *11*, *13*. Вал ротора крепится в крышках с помощью шариковых подшипников *10*, чем обеспечивается легкость хода и малое значение боя вала. При изготовлении крышек принимаются специальные меры для соосности отверстий под подшипники вала ротора.

Материал корпуса крышек и других сопрягающих деталей должен иметь температурный коэффициент расширения, близкий к температурному коэффициенту материала магнитопровода статора, во избежание несимметричных температурных механических напряжений. Это особенно важно, если магнитопроводы выполнены из пермаллоя.

Наружная поверхность корпуса является посадочной поверхностью ВТ в прибор и шлифуется.

7-6. Расчет параметров обмоток ВТ

Параметрами, определяемыми при расчете ВТ, являются:

x_0 — индуктивное сопротивление намагничивания обмотки возбуждения;

r_1 и r_2 — активные сопротивления обмоток статора и ротора, которые принимаются равными их омическим сопротивлениям;

x_1 и x_2 — индуктивные сопротивления обмоток статора и ротора.

При двухслойных обмотках обычного типа, имеющих равномерное распределение чисел витков по пазам, расчетные формулы для определения параметров приводятся в курсах по теории электрических машин [Л. 7-3]. Для синусоидально-распределенных обмоток, имеющих разные числа витков по пазам, подсчет сопротивлений r_1, r_2, x_1 и x_2 несколько усложняется. Этот вопрос подробно рассмотрен в работе [Л. 7-6], основные результаты которой излагаются ниже.

Активные сопротивления синусоидально-распределенных обмоток

Положим, что обмотка выполнена из медного провода сечением q *мм*^{2}. Сопротивление обмотки статора, лобовые соединения которой схематически показаны на рис. 7-13, равно:

$$r_1 = \frac{2}{5700q} \sum_{i=1}^{m} N_i l_i, \qquad (7\text{-}36)$$

где

$$l_i = 2\,[l + L_1 + \alpha_i (D + h_1)],$$

здесь l — длина пакета статора;

D — диаметр расточки;

h_1 — высота паза статора;

L_1 — вылет лобовых частей обмотки.

Подставляя в (7-36) выражение для N_i по формуле (7-14) и выполняя некоторые тригонометрические преобразования, найдем:

$$r_1 = \frac{8w_{эф}(l + L_1)}{5700\,qz \sin\frac{\pi}{z}} \left[1 + \frac{\pi (D + h_1)}{l + L_1} \frac{\operatorname{ctg}\frac{\pi}{z}}{z}\right],$$

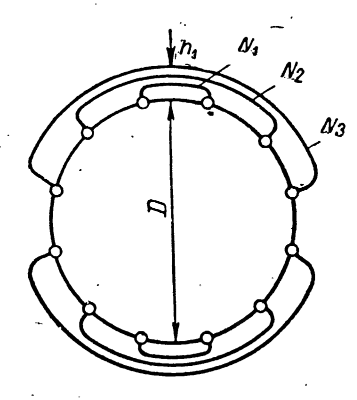


Рис. 7-13. Схема лобовых соединений синусоидально-распределенной обмотки статора

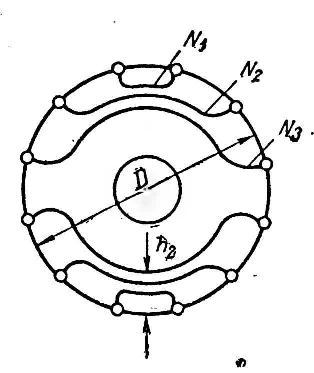


Рис. 7-14. Схема лобовых соединений синусоидально - распределенной обмотки ротора

или приближенно (для достаточно больших z)

$$r_1 \approx \frac{8w_{эф}(l + L_1)}{5700\pi q} \left(1 + \frac{D + h_1}{l + L_1}\right). \quad (7\text{-}37)$$

Для ротора (рис. 7-14) получим аналогичное выражение, заменив L_1 на L_2 и $D + h_1$ на $D - h_2$:

$$r_2 = \frac{8w_{эф}(l + L_2)}{5700\pi q} \left(1 + \frac{D - h_2}{l + L_2}\right). \quad (7\text{-}38)$$

Индуктивное сопротивление рассеяния

Индуктивное сопротивление рассеяния обусловлено тремя составляющими: индуктивностью пазового рассеяния, индуктивностью лобовых частей и так называемым дифференциальным рассеянием.

Индуктивное сопротивление пазового рассеяния равно:

$$x_{п} = 8\pi\mu_0 f\lambda_{п} l \sum_{i=1}^{m} N_i^2,$$

где $\lambda_{п}$ — проводимость паза на единицу длины.

Подставляя сюда выражение (7-14), получим:

$$x_{п} = \frac{16\pi\mu_0 f l w_{эф}^2}{z}\lambda_{п}. \qquad (7\text{-}39)$$

Индуктивное сопротивление рассеяния лобовых соединений обмотки статора выражается формулой:

$$x_{л} = 8\pi\mu_0 f\lambda_{л} \sum_{i=1}^{m}\left(w_i^2 l_{1i} + N_i^2 l_{2i}\right), \qquad (7\text{-}40)$$

где $w_i = \sum_{i=1}^{m} N_i - \sum_{k=1}^{i-1} N_k$ — числа проводников на отдельных участках лобовых соединений (см. рис. 7-13);

$\lambda_{л}$ — проводимость лобовых частей обмотки;

$$l_{11} = (D + h_1)\frac{2\pi}{z_c};$$

$$l_{1i} = (D + h_1)\frac{4\pi}{z} \text{ при } i \geqslant 2;$$

$$l_{2i} = L_1.$$

Выполнив тригонометрические преобразования, можно формулу (7-40) привести к виду:

$$x_{л} = \frac{16\pi\mu_0 f w_{эф}^2 \lambda_{л}}{z}\left[\frac{\pi(D + h_1)}{z\sin^2\frac{\pi}{z}} + L_1\right]. \qquad (7\text{-}41)$$

Объединяя выражения (7-39) и (7-41), найдем:

$$x_{п+л} = \frac{16\pi\mu_0 f w_{эф}^2 l}{z}\left(\lambda_{п} + \lambda_{л}\frac{D + h_1}{l}k_1\right), \qquad (7\text{-}42)$$

где

$$k_1 = \frac{\pi}{z\sin^2\frac{\pi}{z}} + \frac{L_1}{D + h_1} \approx \frac{z}{\pi} + \frac{L_1}{D + h_1}.$$

Индуктивное сопротивление дифференциального рассеяния равно [Л. 7-3]:

$$x_{д} = x_0 \sum_{\nu > 1}\frac{w_{эф\nu}^2}{w_{эф}^2\nu^2}. \qquad (7\text{-}43)$$

Для синусоидально-распределенных обмоток существенное значение имеют гармоники порядка $z \pm 1$. Эффективное число витков этих гармоник равно эффективному числу витков основной гармоники [формула (7-12, *а*)].

При этих условиях выражение (7-43) примет вид:

$$x_д = \frac{2x_0}{z^2}.$$

Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки ротора вычисляется по аналогичным формулам, после замены $D + h_1$ на $D - h_2$ и L_1 на L_2:

$$x_{п+л} = \frac{16\pi\mu_0 f w_{эф}^2 l}{z} \left(\lambda_п + \lambda_л \frac{D - h_2}{l} k_2\right), \qquad (7\text{-}44)$$

где

$$k_2 = \frac{z}{\pi} + \frac{L_2}{D - h_2};$$

$$x_д = \frac{2k^2 x_0}{z^2}. \qquad (7\text{-}45)$$

7-7. Расчет ВТ

В отличие от расчета других электрических машин, методика расчета ВТ имеет ряд особенностей, которые состоят в следующем:

1) В ВТ можно не производить расчета магнитной цепи, так как магнитная проводимость магнитопроводов значительно превышает магнитную проводимость зазора. Влияние нелинейной части кривой намагничивания на точность ВТ оценивается по методу, изложенному в § 6-12.

2) Для ВТ не имеют существенного значения такие характеристики, как момент на валу, потребляемая мощность, к. п. д. и т. д. Основная задача расчета состоит в таком выборе магнитных нагрузок, магнитной цепи, обмоточных данных, при которых обеспечивается необходимая точность.

3) Расчет ВТ ведется обычно для режима холостого хода, ибо по условиям работы в счетно-решающих каскадах сопротивления нагрузки ВТ значительно превосходят его выходное сопротивление.

Ниже излагается часто встречающийся в практике пример расчета ВТ при заданном наружном габарите.

Проектное задание

Произвести расчет ВТ, имеющего синусоидально-распределенные обмотки, по следующим данным:

1) напряжение возбуждения $U_1 = 60$ *в*;
2) частота сети $f = 500$ *гц*;
3) входное сопротивление холостого хода $z_{вх} = 400$ *ом*;
4) наружный диаметр корпуса 5,0 *см*;
5) материал магнитопровода — пермаллой;
6) возбуждение со стороны статора;
7) коэффициент трансформации должен обеспечить точную работу в режиме ЛВТ.

Выбор основных размеров

1. Выбрав толщину корпуса $d_к = 2,0$ *мм*, находим наружный диаметр вырубки статора:

$$D_н = D_к - 2d_к = 5,0 - 2 \cdot 0,2 = 4,6 \text{ см.}$$

2. Определяем диаметр расточки:

а) По формуле (7-26) вычисляем величину a:

$$a = \frac{20B_ж\delta'}{\pi k_{з.\,п} j_0} = \frac{20 \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 0,02}{\pi \cdot 0,25 \cdot 200} = 12,7 \text{ см}^2.$$

б) Находим отношение

$$\frac{a}{D_н^2} = \frac{12,7}{4,6^2} = 0,6.$$

в) Исходя из режима работы (возбуждение со стороны статора), принимаем $k_s = 1,1$ и по графикам, приведенным на рис. 7-10, получим:

$$\frac{D}{D_н} = 0,6; \quad \gamma = 3,1.$$

Отсюда

$$D = 0,6D_н = 0,6 \cdot 4,6 = 2,8 \text{ см.}$$

3. По формуле (7-33) определяем длину пакета магнитопровода:

$$l = \frac{2\mu_0 U_1^2 \gamma^2}{\pi^2 (1 + \xi) f \delta' D B_ж^2 z_{вх}} =$$

$$= \frac{2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-9} \cdot 60^2 \cdot 3,1^2}{\pi^2 (1 + 0,02)\, 500 \cdot 0,02 \cdot 2,8 \cdot 25 \cdot 10^{-10} 400} = 2,9 \text{ см.}$$

4. Находим по формуле (7-22) площадь поперечного сечения лобовых соединений:

$$S_л = \frac{0,8B_ж\delta'}{k_{з.\,л} j_0 \gamma} = \frac{0,8 \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 0,02}{0,2 \cdot 200 \cdot 3,1} = 0,65 \text{ см}^2,$$

5. Выбираем числа пазов на статоре и роторе:

$$z_с = 20; \quad z_р = 12.$$

6. Ориентировочные значения площади пазов статора и ротора:

$$S'_{п.\,с} = \frac{S_л}{0,16 z_с \dfrac{k_{з.\,п}}{k_{з.\,л}}} = \frac{0,65}{0,16 \cdot 20 \cdot \dfrac{0,25}{0,20}} = 0,163 \text{ см}^2;$$

$$S'_{п.\,р} = \frac{z_с S'_{п.\,с}}{z_р k_s} = \frac{20 \cdot 0,163}{12 \cdot 1,1} = 0,25 \text{ см}^2.$$

7. Составляем эскизы вырубок статора и ротора и устанавливаем действительные размеры пазов:

а) ширина зубца статора

$$b_{zc} = \frac{\pi D}{z_c \gamma} = \frac{\pi \cdot 2,8}{20 \cdot 3,1} = 1,4 \text{ мм};$$

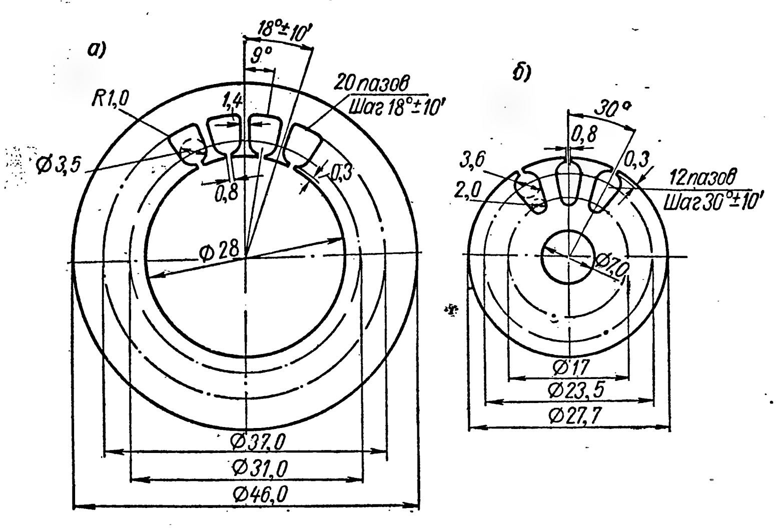


Рис. 7-15. Чертежи вырубок:
а — статора; *б* — ротора

б) ширина зубца ротора

$$b_{zp} = \frac{\pi D}{z_p \gamma} = \frac{\pi \cdot 2,8}{12 \cdot 3,1} = 2,4 \text{ мм};$$

в) высота ярма

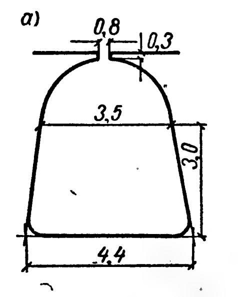
$$h_j = \frac{D}{2\gamma} = \frac{28}{2 \cdot 3,1} = 4,5 \text{ мм};$$

г) ширина шлицов пазов статора и ротора

$$b_{ш.\,с} = b_{ш.\,р} = 0,8 \text{ мм};$$

д) эскизы вырубок приведены на рис. 7-15;

е) размеры пазов статора и ротора указаны на рис. 7-16.



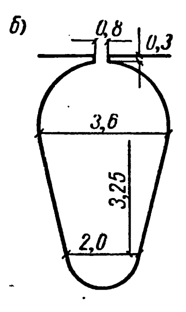


Рис. 7-16. Эскизы пазов статора и ротора ВТ:
а — паз статора; *б* — паз ротора

8. Уточняем размеры зубцового слоя:

а) зубцовое деление статора

$$t_1 = \frac{\pi D_c}{z_c} = \frac{\pi \cdot 28}{20} = 4,4 \text{ мм};$$

б) ширина головки зубца статора

$$b_{z1} = t_1 - b_{ш.\,с} = 4,4 - 0,8 = 3,6 \text{ мм};$$

в) зубцовое деление ротора

$$t_2 = \frac{\pi (D - 2\delta)}{z_р} = \frac{\pi (28 - 0,3)}{12} = 7,25 \text{ мм},$$

где $\delta = 0,15$ *мм* — воздушный зазор ВТ;

г) ширина головки зубца ротора

$$b_{z2} = t_2 - b_{ш.\,р} = 7,25 - 0,8 = 6,4 \text{ мм}.$$

9. Определяем коэффициент воздушного зазора

$$k_\delta = \frac{t_1 + 10\delta}{b_{z1} + 10\delta} \cdot \frac{t_2 + 10\delta}{b_{z2} + 10\delta} = \frac{4,4 + 1,5}{3,6 + 1,5} \cdot \frac{7,25 + 1,5}{6,4 + 1,5} = 1,29.$$

10. Приведенный воздушный зазор

$$\delta' = \delta k_\delta k_м = 0,15 \cdot 1,29 \cdot 1,03 = 0,2 \text{ мм},$$

где $k_м = 1,03$ — коэффициент, учитывающий магнитное сопротивление магнитопровода.

11. Площади пазов статора и ротора (см. рис. 7-16):

$$S_{п.\,с} = \frac{3,5 + 4,4}{2} 3,0 + \frac{\pi}{8} 3,5^2 = 16,7 \text{ мм}^2;$$

$$S_{п.\,р} = \frac{3,6 + 2,0}{2} 3,25 + \frac{\pi}{8} (3,6^2 + 2,0^2) = 15,8 \text{ мм}^2.$$

Расчет обмотки возбуждения и квадратурной обмотки

1. Из формулы (7-31) определяем эффективные витки обмотки возбуждения:

$$w'_{эф1} = \sqrt{\frac{z_{вх}\delta'}{(1 + \xi) 4 f \mu_0 D l}} = \sqrt{\frac{400 \cdot 0,02}{1,023 \cdot 4 \cdot 500 \cdot 4\pi \cdot 10^{-9} \cdot 2,8 \cdot 2,9}} = 195.$$

2. Находим числа проводников в пазах (числа витков в секциях):

$$N_i = \frac{4w'_{эф1}}{z_с} \sin (2i - 1) \frac{\alpha}{z_с}, \quad (i = 1, 2, \ldots, 5);$$

$$N'_1 = \frac{4 \cdot 195}{20} \sin 9^\circ = 6,1, \quad N_1 = 6;$$

$$N'_2 = \frac{4 \cdot 195}{20} \sin 27^\circ = 17,7, \quad N_2 = 18;$$

$$N'_3 = \frac{4 \cdot 195}{20} \sin 45^\circ = 27,6, \quad N_3 = 28;$$

$$N'_4 = \frac{4 \cdot 195}{20} \sin 63^\circ = 34,8, \quad N_4 = 35;$$

$$N'_5 = \frac{4 \cdot 195}{20} \sin 81^\circ = 38,4, \quad N_5 = 38.$$

3. Определяем расчетное эффективное число витков:

$$w_{эф1} = 2\sum_{i=1}^{5} N_i \sin(2i-1)\frac{\pi}{z_c} = 2(6\cdot0{,}1564 + 18\cdot0{,}4540 + 28\cdot0{,}7071 + 35\cdot0{,}8910 + 38\cdot0{,}9877) = 195{,}2.$$

4. Максимальное число проводников в пазу

$$N_п = \sqrt{2}\,N_m = 1{,}41\cdot39 = 55.$$

5. Выбираем сечение провода

$$q_c = \frac{S_{п.\,с}k_{з.\,п}}{N_п} = \frac{16{,}7\cdot0{,}25}{55} = 0{,}0761\ мм^2.$$

Принимаем провод ПЭВ-2 $d_1 = 0{,}31$ *мм*; $q_1 = 0{,}0755$ *мм*^{2}.

6. Активное сопротивление обмотки определяем по формуле (7-37):

$$r_1 = \frac{8w_{эф1}(l+L_1)}{5700\pi q_1}\left(1+\frac{D+h_1}{l+L_1}\right) = \frac{8\cdot195(2{,}9+0{,}6)}{5700\pi\cdot0{,}0755}\left(1+\frac{2{,}8+0{,}5}{2{,}9+0{,}6}\right) = 7{,}8\ ом,$$

где принято $L_1 = 0{,}6$ *см*; $h_1 = 0{,}5$ *см*.

Сопротивление обмотки в нагретом состоянии

$$r_{1t} = 1{,}2r_1 = 1{,}2\cdot7{,}8 = 9{,}3\ ом.$$

7. Индуктивное сопротивление намагничивания

$$x_0 = 4f\frac{\mu_0 D l w_{эф1}^2}{\delta'} = \frac{4\cdot500\cdot4\pi\cdot10^{-9}\cdot2{,}8\cdot2{,}9\cdot195^2}{0{,}02} = 388\ ом.$$

9. Индуктивное сопротивление рассеяния находим по формулам (7-42) и (7-43):

$$x_{п+л} = \frac{16\pi\mu_0 f w_{эф1}^2 l}{z_c}\left(\lambda_п + \lambda_л\frac{D+h_1}{l}k_1\right) = \frac{16\pi\cdot4\pi\cdot10^{-9}\cdot500\cdot195^2\cdot2{,}9}{20}\left(0{,}95+0{,}4\frac{2{,}8+0{,}5}{2{,}9}6{,}6\right) = 7{,}0\ ом;$$

$$x_{д1} = \frac{2x_0}{z_c^2} = \frac{2\cdot388}{400} = 2{,}0\ ом,$$

где

$$\lambda_п = \frac{2}{3}\cdot\frac{h'}{b'+b''} + 0{,}33 + \frac{h_{ш.\,с}}{b_{ш.\,с}} = \frac{2}{3}\cdot\frac{3{,}0}{3{,}5+4{,}4} + 0{,}33 + \frac{0{,}3}{0{,}8} = 0{,}95;$$

$$\lambda_л = 0{,}67 + 0{,}43\frac{l_л}{\tau} = 0{,}67 - 0{,}43\frac{2}{\pi} = 0{,}4;$$

$$k_1 = \frac{z_c}{\pi} + \frac{L_1}{D+h_1} = \frac{20}{\pi} + \frac{0{,}6}{2{,}8+0{,}5} = 6{,}6.$$

Таким образом,

$$x_1 = x_{п+л} + x_{д1} = 7,0 + 2,0 = 9,0 \text{ ом}.$$

Проверяем значения ξ:

$$\xi = \frac{x_1}{x_0} = \frac{9,0}{388} = 0,023.$$

Расчет обмотки ротора

1. Предварительное значение коэффициента трансформации

$$k' = 0,54 + 0,765 \frac{x_1 + x_2}{x_0} = 0,54 + 0,765 \cdot 1,5 \cdot 0,023 = 0,566.$$

2. Эффективное число витков обмотки ротора

$$w_{эф2} = w_{эф1} k' = 195,2 \cdot 0,566 = 111,2.$$

3. Находим числа витков по пазам:

$$n_i' = \frac{4w_{эф2}}{z_р} \sin (2i - 1) \frac{\pi}{z_р}, \quad (i = 1, 2, 3);$$

$$n_1' = \frac{4 \cdot 111}{12} \sin 15^\circ = 9,6, \quad n_1 = 9;$$

$$n_2' = \frac{4 \cdot 111}{12} \sin 45^\circ = 26,2, \quad n_2 = 26;$$

$$n_3' = \frac{4 \cdot 111}{12} \sin 75^\circ = 35,8, \quad n_3 = 36.$$

4. Определяем расчетное эффективное число витков

$$w'_{эф2} = 2 \sum_{i=1}^{3} n_i \cdot \sin (2i - 1) \frac{\pi}{z_р} = 2 (9 \cdot 0,259 + 26 \cdot 0,707 + 36 \cdot 0,966) = 111,5.$$

5. Максимальное число проводников в пазу

$$n_n = \sqrt{2}\, n_m = 1,41 \cdot 37 = 52.$$

6. Выбираем сечение провода

$$q_р = \frac{S_{п.р} k_{з.п}}{52} = \frac{15,8 \cdot 0,25}{52} = 0,076 \text{ мм}^2.$$

Принимаем провод ПЭВ-2, $d_2 = 0,31$ *мм*, $q_2 = 0,0755$ *мм*².

7. Активное сопротивление обмотки ротора находим по формуле (7-38):

$$r_2 = \frac{8 w_{эф2} (l + L_2)}{5700 \pi q_2} \left(1 + \frac{D - h_2}{l + L_2}\right) =$$

$$= \frac{8 \cdot 111 (2,9 + 0,5)}{5700 \pi \cdot 0,0755} \left(1 + \frac{2,8 - 0,5}{2,9 + 0,5}\right) = 3,7 \text{ ом},$$

где $h_2 = 0,5$ *см*, $L_2 = 0,5$ *см*.

Сопротивление обмотки в нагретом состоянии

$$r_{2t}=1{,}2r_2=1{,}2\cdot 3{,}7=4{,}4 \text{ ом.}$$

8. Индуктивное сопротивление рассеяния определяем по формулам (7-44) и (7-45):

$$x_{\text{п+л}}=\frac{16\pi\mu_0 f w_{\text{эф}2}^2 l}{z_\text{р}}\left(\lambda_\text{п}+\lambda_\text{л}\frac{D-h_2}{l}k_2\right)=$$

$$=\frac{16\pi\cdot 4\pi\cdot 10^{-9}\cdot 500\cdot 111^2\cdot 2{,}9}{12}\left(1{,}4+0{,}4\frac{2{,}8-0{,}5}{2{,}9}\cdot 4{,}0\right)=2{,}5 \text{ ом};$$

$$x_{\text{д}2}=\frac{2k^2x_0}{z_\text{р}^2}=\frac{2\cdot 0{,}32\cdot 388}{144}=1{,}6 \text{ ом},$$

где

$$\lambda_\text{п}=\frac{2}{3}\cdot\frac{h'}{b'+b''}+0{,}66+\frac{h_{\text{ш. р}}}{b_{\text{ш. р}}}=\frac{2}{3}\cdot\frac{3{,}25}{3{,}6+2{,}0}+0{,}66+\frac{0{,}3}{0{,}8}=1{,}4;$$

$$\lambda_\text{л}\approx 0{,}4;$$

$$k_2=\frac{z_\text{р}}{\pi}+\frac{L_2}{D-h_2}=\frac{12}{\pi}+\frac{0{,}5}{2{,}8-0{,}5}=4{,}0.$$

Таким образом,

$$x_2=x_{\text{п+л}}+x_{\text{д}2}=2{,}5+1{,}6=4{,}1 \text{ ом.}$$

9. Проверяем оптимальное значение коэффициента трансформации

$$k=0{,}54+0{,}765\frac{x_1+x_2}{x_0}=0{,}54+0{,}765\frac{9{,}0+4{,}1}{388}=0{,}566.$$

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

АСИНХРОННЫЕ ТАХОГЕНЕРАТОРЫ (АТ)

8-1. Общая характеристика АТ

Асинхронный тахогенератор (АТ) представляет собой асинхронную машину с полым ротором, выполненным из немагнитного материала. На статоре АТ расположены две обмотки, сдвинутые относительно друг друга в пространстве на 90 электрических градусов.

Устройство АТ схематично показано на рис. 8-1, а на рис. 8-2 приведена фотография АТ в разобранном виде. Асинхронный тахогенератор состоит из неподвижного статора *1*, в пазах которого размещаются обмотки, неподвижного сердечника *2*, служащего для замыкания магнитного потока, и ротора *3* с валом *4*, вращаю-

щемся в шарикоподшипниках. Одна обмотка — обмотка возбуждения — включается в сеть переменного тока, а со второй обмотки, именуемой в дальнейшем генераторной, снимается напряжение тахогенератора величина которого равна:

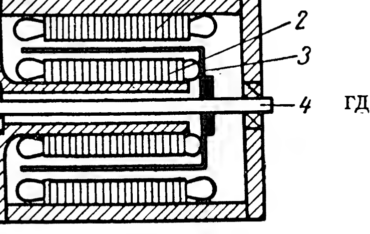


Рис. 8-1. Принципиальная схема устройства АТ:

1 — пакет статора; 2 — внутренний магнитопровод; 3 — ротор; 4 — вал

$$U = k_1 U_1 \frac{d\alpha}{dt}, \qquad (8\text{-}1)$$

где k_1 — масштабный коэффициент АТ, зависящий от его геометрических размеров и электрических параметров;

U_1 — эффективное значение напряжения возбуждения;

$\frac{d\alpha}{dt}$ — производная по времени от угла поворота ротора АТ.

Частота напряжения генераторной обмотки, независимо от скорости вращения ротора, всегда равна частоте сети, от которой питается обмотка возбуждения, а его фаза является функцией скорости вращения ротора, частоты сети и параметров АТ.

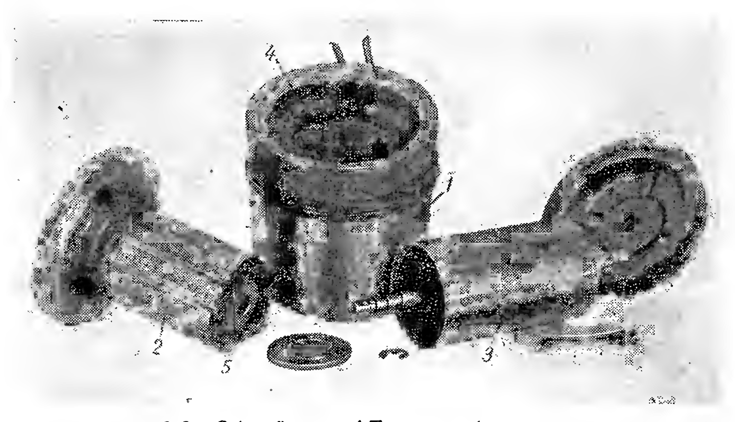


Рис. 8-2. Общий вид АТ в разобранном виде

1 — статор; 2 — внутренний магнитопровод; 3 — ротор; 4 — обмотка возбуждения; 5 — генераторная обмотка

По своему назначению асинхронные тахогенераторы можно разбить на три группы:

1) Асинхронные тахогенераторы, выполняющие функции демпфирования следящих систем. Это сравнительно грубые микромашины, к которым предъявляются весьма малые требования по точности.

2) Асинхронные тахогенераторы — указатели скорости; они находят применение в устройствах стабилизации скорости вращения валов. Основное требование к этим АТ: достаточная линейность (0,5—1%) и стабильность характеристик.

3) Асинхронные тахогенераторы — элементы счетно-решающих устройств. К АТ этого типа предъявляются весьма высокие требования по точности (линейность 0,05—0,1%), стабильности и надежности в работе.

Остановимся подробнее на операциях, выполняемых третьей группой АТ. Из выражения (8-1) следует, что при неизменной величине напряжения возбуждения U_1 напряжение на генераторной обмотке равно:

$$U_3 = k_1 U_1 \frac{d\alpha}{dt} = k_2 \frac{d\alpha}{dt}$$

или

$$\alpha = \frac{1}{k_2} \int U_3 dt,$$

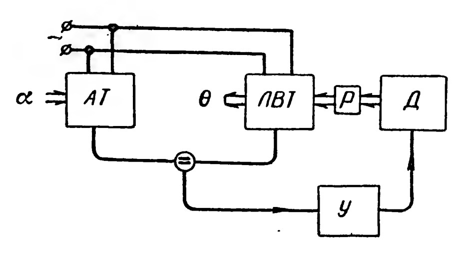


Рис. 8-3. Принципиальная схема для получения производной

т. е. АТ решает задачу дифференцирования и интегрирования функций.

Для дифференцирования какой-либо функции необходимо поворачивать ротор АТ на углы, пропорциональные величине этой функции, тогда напряжение на генераторной обмотке будет пропорционально производной от этой функции. В том случае, когда производная от функции должна быть представлена в виде угловой величины, используется схема, изображенная на рис. 8-3.

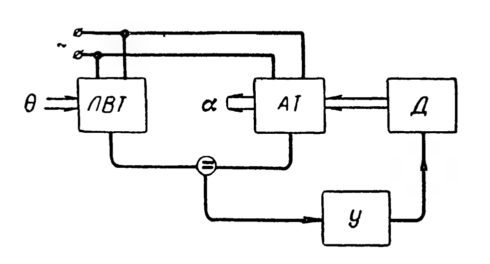


Рис. 8-4. Принципиальная схема электромеханического интегратора

Для интегрирования функции по времени надо преобразовать ее в электрическое напряжение и вращать ротор АТ так, чтобы э.д.с. его генераторной обмотки в любой момент времени компенсировала это напряжение. Тогда угол поворота ротора АТ будет пропорционален величине интеграла по времени от данной функции. Очевидно, что преобразователь функции в напряжение и асинхронный тахогенератор должны питаться от одной сети. На рис. 8-4 приведена принципиальная схема электромеханического интегратора с асинхронным тахогенератором.

Если напряжение возбуждения АТ изменять пропорционально другой заданной функции времени, то, как видно из формулы (8-1),

с помощью АТ можно получить интеграл отношения двух функций:

$$\alpha = \frac{1}{k_1} \int \frac{U_3(t)}{U_1(t)} dt. \qquad (8\text{-}2)$$

В действительности напряжение генераторной обмотки АТ в зависимости от изменения скорости и напряжения возбуждения не соответствует полностью уравнению (8-1), отвечающему идеальному тахогенератору. Расхождения между идеальным и действительным значениями напряжения представляет собой погрешности АТ. Кроме того, масштабный коэффициент k_1 зависит от частоты сети и температуры окружающей среды, что приводит к дополнительным погрешностям АТ. Подробно вопрос о погрешностях АТ рассматривается ниже.

Как элемент электрических счетно-решающих устройств АТ характеризуется следующими данными:

1) напряжение и частота питающей сети;
2) потребляемые ток и мощность;
3) крутизна э.д.с. генераторной обмотки в *мв/об/мин*;
4) выходное сопротивление генераторной обмотки;
5) момент инерции ротора;
6) амплитудные погрешности при изменении скорости, температуры и частоты;
7) фазовая ошибка;
8) величина остаточной э.д.с. генераторной обмотки.

8-2. Принцип работы и векторная диаграмма АТ

Физическую сущность работы асинхронного тахогенератора нетрудно уяснить из электрической схемы, изображенной на рис. 8-5, и векторной диаграммы для режима холостого хода (генераторная обмотка разомкнута), показанной на рис. 8-6.

Рис. 8-5. Электрическая схема АТ

Для наглядности рассуждений короткозамкнутый ротор на рис. 8-5 заменен двумя одинаковыми взаимно-перпендикулярными обмотками. Физически это соответствует разложению всех величин в роторе АТ (н. с., ток, магнитный поток) на две составляющих: продольную, обозначенную индексом d, и поперечную — индекс q. При питании обмотки возбуждения в воздушном зазоре АТ создается пульсирующий магнитный поток $\dot\Phi_d$, который опережает по фазе э.д.с. обмотки возбуждения $\dot E_1$ на 90°.

При вращении ротора магнитный поток $\dot\Phi_d$ индуктирует в продольной обмотке ротора $2d$ трансформаторную э.д.с. $\dot E''_{2d}$, отстаю-

щую по фазе от $\dot{\Phi}_d$ на 90°, и в поперечной обмотке ротора $2q$ — э.д.с. вращения $\dot{E}_{2q}$, совпадающую по фазе с $\dot{\Phi}_d$. Под действием э.д.с. $\dot{E}_{2q}$ в поперечной обмотке ротора возникает ток $\dot{I}_{2q}$, создающий по оси генераторной обмотки поперечный поток $\dot{\Phi}_q$. Этот поперечный поток $\dot{\Phi}_q$ индуктирует трансформаторную э.д.с. $\dot{E}_3$ в генераторной обмотке АТ и э.д.с. вращения $\dot{E}'_{2d}$ в продольной обмотке ротора. Э.д.с. $\dot{E}'_{2d}$ находится в фазе с $\dot{\Phi}_q$, а трансформаторная э.д.с. $\dot{E}_3$ отстает по фазе от $\dot{\Phi}_q$ на 90°.

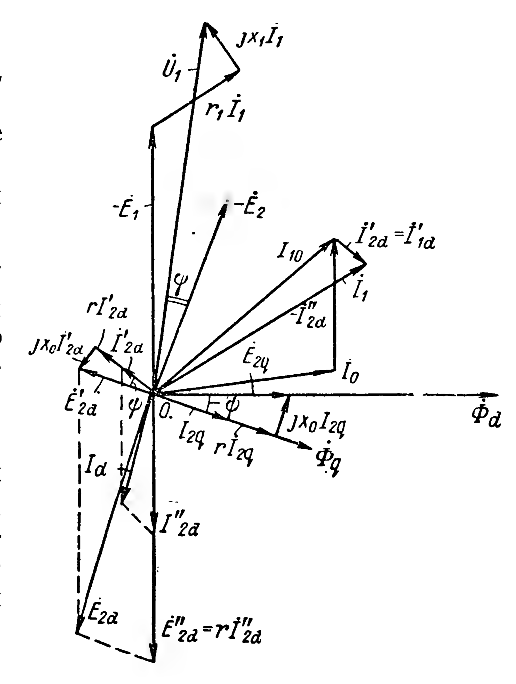


Рис. 8-6. Векторная диаграмма АТ на холостом ходу

В продольной обмотке ротора действует э.д.с. $\dot{E}_{2d}$, равная геометрической сумме э.д.с. $\dot{E}'_{2d}$ и $\dot{E}''_{2d}$. Э.д.с. $\dot{E}_{2d}$ вызывает появление тока $\dot{I}_{2d}$ в продольной обмотке ротора, равного геометрической сумме токов $\dot{I}'_{2d}$ и $\dot{I}''_{2d}$. Ток возбуждения $\dot{I}_1$ складывается из двух составляющих $\dot{I}_0$ и $-\dot{I}_{2d}$, первая из которых является намагничивающим током и создает магнитный поток $\dot{\Phi}_d$, вторая служит для компенсации размагничивающего действия продольного тока $\dot{I}_{2d}$. Напряжение обмотки возбуждения $\dot{U}_1$ равно геометрической сумме падений напряжения в обмотке статора $\dot{I}_1 r_1$, $j\dot{I}_1 x_1$ и э.д.с. $-\dot{E}_1$; э.д.с. $\dot{E}_{2q}$ равна геометрической сумме падений напряжений в поперечном контуре ротора $\dot{I}_{2q}r$ и $j\dot{I}_{2q}x_0$, а э.д.с. $\dot{E}_{2d}$ в продольном контуре ротора — геометрической сумме $\dot{I}''_{2d}r$, $\dot{I}'_{2d}r$ и $j\dot{I}_{2d}x_0$. Поскольку э.д.с. вращения $\dot{E}_{2q}$ при постоянном $\dot{\Phi}_d$ пропорциональна скорости вращения, то и ток $\dot{I}_{2q}$, магнитный поток $\dot{\Phi}_q$ и э.д.с. генераторной обмотки, связанные с ней линейной зависимостью, также пропорциональны скорости вращения.

В действительности, вследствие изменения тока возбуждения, обусловленного изменением скорости вращения и конечными значениями собственных параметров обмотки возбуждения, магнит-

ный поток Φ_d не остается постоянным, что приводит к искажению линейной зависимости э.д.с. генераторной обмотки от скорости. Точный анализ этого искажения рассматривается ниже, на основе решения уравнений э.д.с. асинхронного тахогенератора. Здесь же, пользуясь векторной диаграммой, сделаем приближенную оценку.

Уравнение э.д.с. цепи возбуждения:

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 (r_1 + jx_1) = k_1' \dot{\Phi}_d + \dot{I}_1 z_1. \tag{8-3}$$

Ток возбуждения $\dot{I}_1$ можно представить в виде:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_{10} + \dot{I}_d', \tag{8-4}$$

где $\dot{I}_{10}$ — ток возбуждения при неподвижном АТ;

$\dot{I}_{1d}'$ — добавочный ток возбуждения, обусловленный появлением э.д.с. вращения от поперечного потока.

Очевидно

$$\dot{I}_{1d}' = k_2' n \dot{\Phi}_q,$$

но

$$\dot{\Phi}_q \sim \dot{I}_{2q} \sim \dot{E}_{2q} \sim n \dot{\Phi}_d, \tag{8-5}$$

поэтому

$$\dot{I}_{1d} = k_3' n^2 \dot{\Phi}_d \tag{8-6}$$

(здесь k_1', k_2' и k_3' — постоянные комплексные коэффициенты, зависящие от параметров АТ).

Из уравнений (8-3), (8-4) и (8-6) получаем:

$$\dot{\Phi}_d = \frac{\dot{U}_1 - \dot{I}_{10}' z_1}{k_1' \left(1 + \frac{k_3}{k_1'} z_1 n^2\right)}.$$

Отсюда, пользуясь выражением (8-5), находим:

$$\dot{E}_3 = k_4' \dot{\Phi}_q = k_5' n \dot{\Phi}_d = \frac{k_5'}{k_1'} \left(\dot{U}_1 - \dot{I}_{10} z_1\right) \frac{n}{1 + \frac{k_3'}{k_1'} z_1 n^2}, \tag{8-7}$$

где k_4' и k_5' — также постоянные для данного АТ комплексные коэффициенты.

Формула (8-7) дает характер искажения линейной зависимости э.д.с. генераторной обмотки от скорости. Величина искажения зависит от отношения коэффициентов $\frac{k_3'}{k_1'}$ и собственного сопротивления обмотки возбуждения z_1. При уменьшении z_1 и отношения $\frac{k_3'}{k_1'}$

линейность э.д.с. генераторной обмотки, как функции скорости, улучшается.

Как видно, из векторной диаграммы, напряжение генераторной обмотки отстает по фазе от напряжения возбуждения на некоторый угол. Величина этого угла в реальных образцах АТ лежит в пределах $20 \div 40°$.

8-3. Уравнения э.д.с. асинхронного тахогенератора

При составлении уравнений э.д.с. асинхронного тахогенератора примем обычные для линейной теории электрических машин допущения:

а) синусоидальное распределение н. с. обмоток в воздушном зазоре АТ;

б) отсутствие потерь на гистерезис и вихревые токи в магнитопроводе;

в) синусоидальный закон изменения коэффициентов взаимоиндукции между обмотками статора и эквивалентными обмотками ротора.

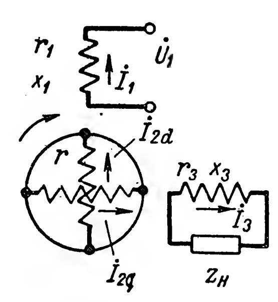


Рис. 8-7. Электрическая схема АТ при включенной нагрузке

В соответствии с принятыми допущениями электрическая схема АТ, включенного на нагрузку, приведена на рис. 8-7.

Здесь введены обозначения:

r_1 и x_1 — активное сопротивление и индуктивное сопротивление рассеяния обмотки возбуждения;

r — активное сопротивление эквивалентной обмотки ротора (индуктивное сопротивление рассеяния полого ротора мало и принимается равным нулю);

r_3 и x_3 — активное сопротивление и индуктивное сопротивление рассеяния генераторной обмотки;

x_0 — индуктивное сопротивление взаимоиндукции обмотки возбуждения и эквивалентной обмотки ротора;

$z_н$ — сопротивление нагрузки генераторной обмотки;

$\dot{U}_1$ — напряжение на обмотке возбуждения;

$\dot{I}_1$, $\dot{I}_{2d}$, $\dot{I}_{2q}$, $\dot{I}_3$ — токи в контурах АТ;

v — угловая скорость вращения ротора в долях от синхронной.

Для упрощения записи уравнений э.д.с. будем также считать, что параметры, токи и э.д.с. всех обмоток приведены к обмотке возбуждения. Это приведение осуществляется по общеизвестным формулам. Тогда уравнения э.д.с. контуров АТ при постоянной скоро-

сти вращения в установившемся режиме запишем в виде:

$$\left.\begin{aligned} &[r_1 + j(x_0 + x_1)]\,\dot{I}_1 + jx_0\dot{I}_{2d} = \dot{U}_1;\\ &jx_0\dot{I}_1 + (r + jx_0)\,\dot{I}_{2d} + vx_0\dot{I}_{2q} + vx_0\dot{I}_3 = 0;\\ &-vx_0\dot{I}_1 - vx_0\dot{I}_{2d} + (r + jx_0)\,\dot{I}_{2q} + jx_0\dot{I}_3 = 0;\\ &jx_0\dot{I}_{2q} + z_3\dot{I}_3 = 0, \end{aligned}\right\} \tag{8-8}$$

где $z_3 = z_н + r_3 + j(x_0 + x_3)$ — полное сопротивление генераторной обмотки, включая нагрузку.

В уравнениях (8-8) члены $-j(x_0 + x_1)\dot{I}_1$, $-jx_0\dot{I}_{2d}$ и т. д. представляют собой трансформаторную э.д.с. в соответствующем контуре от токов в этом контуре или других магнитно-связанных с ним контурах, а члены $vx_0\dot{I}_{2d}$, $vx_0\dot{I}_1$ и т. д. — э.д.с. вращения в эквивалентных обмотках ротора. Полученная система уравнений позволяет найти выражения для токов и напряжений во всех обмотках АТ. В асинхронном тахогенераторе представляет интерес напряжение на генераторной обмотке

$$\dot{U}_3 = \dot{I}_3 z_н.$$

Ток $\dot{I}_3$ находится из системы уравнений (8-8) с помощью определителей:

$$\dot{I}_3 = -\frac{\Delta_3}{\Delta}\dot{U}_1, \tag{8-9}$$

где

$$\Delta_3 = \begin{vmatrix} jx_0, & r + jx_0, & vx_0,\\ -vx_0, & -vx_0, & r + jx_0,\\ 0, & 0, & jx_0, \end{vmatrix} = jvrx_0^2;$$

$$\Delta = \begin{vmatrix} r_1 + j(x_0 + x_1), & jx_0, & 0, & 0,\\ jx_0, & r + jx_0, & vx_0, & vx_0,\\ -vx_0, & -vx_0, & r + jx_0, & jx_0,\\ 0, & 0, & jx_0, & z_3, \end{vmatrix} =$$

$$= z_3\left\{(r_1 + jx_1)\left[r^2 - 2rx_0\left(1 - \frac{r + jx_0}{z_3}\right)\right] + jrx_0\left[r + jx_0\left(1 - \frac{jx_0}{z_3}\right)\right] + \right.$$

$$\left. + (r_1 + jx_1)\,v^2x_0\left(1 - \frac{jx_0}{z_3}\right)\right\}.$$

Подставляя эти выражения для $\Delta_з$ и Δ в формулу (8-9) и вводя обозначения

$$\left.\begin{aligned} A &= \frac{rx_0^2}{jrx_0\left[r + jx_0\left(1 - \frac{jx_0}{z_з}\right)\right] + (r_1 + jx_1)\left[r^2 + j2rx_0 - x_0^2\left(1 - \frac{r + jx_0}{z_з}\right)\right]}; \\ B &= \frac{(r_1 + jx_1)\,x_0^2\left(1 - \frac{jx_0}{z_з}\right)}{jrx_0\left[r + jx_0\left(1 - \frac{jx_0}{z_з}\right)\right] + (r_1 + jx_1)\left[r^2 + j2rx_0 - x_0^2\left(1 - \frac{r + jx_0}{z_з}\right)\right]}, \end{aligned}\right\} \quad (8\text{-}10)$$

получим для напряжения $\dot{U}_з$ на генераторной обмотке

$$\dot{U}_з = -j\frac{z_н}{z_з}A\dot{U}_1\frac{v}{1 + Bv^2}. \quad (8\text{-}11)$$

В режиме холостого хода, т. е. при $z_н = \infty$ (например, при работе в компенсационных схемах), формула (8-11) принимает вид:

$$\dot{E}_з = -ja\dot{U}_1\frac{v}{1 + bv^2}, \quad (8\text{-}12)$$

где

$$\left.\begin{aligned} a &= \frac{rx_0^2}{jx_0r\,(r + jx_0) + (r_1 + jx_1)\left(r^2 - x_0^2 + j2rx_0\right)}; \\ b &= \frac{(r_1 + jx_1)\,x_0^2}{jx_0r\,(r + jx_0) + (r_1 + jx_1)\left(r^2 - x_0^2 + j2rx_0\right)}. \end{aligned}\right\} \quad (8\text{-}13)$$

Введя безразмерные параметры

$$\frac{r_1}{x_0} = \psi; \quad \frac{x_1}{x_0} = \xi; \quad \frac{r}{x_0} = \beta, \quad (8\text{-}14)$$

запишем выражения для a и b в виде:

$$\left.\begin{aligned} a &= \frac{\beta}{j\beta(\beta + j) + (\psi + j\xi)(\beta^2 - 1 + j2\beta)}; \\ b &= \frac{\psi + j\xi}{j\beta(\beta + j) + (\psi + j\xi)(\beta^2 - 1 + j2\beta)}. \end{aligned}\right\} \quad (8\text{-}15)$$

Формулы (8-11) и (8-12), полученные с учетом всех параметров АТ, показывают, что зависимость напряжения (э.д.с.) генераторной обмотки АТ от скорости вращения ротора не является строго линейной. Наличие члена Bv^2 обусловливает появление амплитудных и фазовых ошибок АТ от изменения скорости. Поэтому достаточно удовлетворительная работа АТ возможна только в ограниченном диапазоне скоростей от 0 до v_0. Значение v_0 определяется допустимой ошибкой АТ. Множитель A характеризует крутизну напряжения генераторной обмотки АТ. Поскольку A является довольно сложной функцией параметров АТ и сопротивления нагрузки, то его значение зависит от температуры окружающей среды и частоты, что вызывает дополнительные погрешности АТ.

Асинхронные тахогенераторы в большинстве практических случаев работают либо в компенсационных схемах, либо при больших сопротивлениях нагрузки. Поэтому анализ работы АТ и его погрешностей можно провести для режима холостого хода, т. е. использовать соотношения (8-12), (8-13) и (8-14).

8-4. Эквивалентная схема АТ

Эквивалентная схема АТ может оказаться полезной при экспериментальном исследовании характеристик АТ, а также для уточнения влияния нагрузки, так как точный анализ формулы (8-11) представляет значительные трудности.

Для получения эквивалентной схемы необходимо уравнения напряжений привести к симметричному виду. С этой целью введем токи прямой и обратной последовательностей по формулам:

$$\left.\begin{aligned} \dot I_1 &= \frac{\dot I_{1s}+\dot I_{2s}}{2}; \quad \dot I_3 = -j\,\frac{\dot I_{1s}-\dot I_{2s}}{2};\\ \dot I_{2d} &= \frac{\dot I_{1r}+\dot I_{2r}}{2}; \quad \dot I_{2q} = -j\,\frac{\dot I_{1r}-\dot I_{1r}}{2}, \end{aligned}\right\} \tag{8-16}$$

где $\dot I_{1s}$, $\dot I_{2s}$, $\dot I_{1r}$ и $\dot I_{2r}$ — токи прямой и обратной последовательностей статора и ротора АТ.

Подставляя выражения (8-16) в уравнения (8-3) и выполняя несложные алгебраические преобразования, получим:

$$\left.\begin{aligned} &\left[r_1 + j(x_0+x_1)+\frac{z}{2}\right]\dot I_{1s} - \frac{z}{2}\dot I_{2s} + jx_0\dot I_{1r} = \dot U_1;\\ &-\frac{z}{2}\dot I_{1s} + \left[r_1 + j(x_0+x_1)+\frac{z}{2}\right]\dot I_{2s} + jx_0\dot I_{2r} = \dot U_1;\\ &jx_0\dot I_{1s} + \left(\frac{r}{1-v}+jx_0\right)\dot I_{1r} = 0;\\ &jx_0\dot I_{2s} + \left(\frac{r}{1+v}+jx_0\right)\dot I_{2r} = 0, \end{aligned}\right\} \tag{8-17}$$

здесь $z = z_н + (r_3 - r_1) + j(x_3 - x_1)$.

Этой системе уравнений для контурных токов $\dot{I}_{1s}$, $\dot{I}_{2s}$, $\dot{I}_{1r}$, $\dot{I}_{2r}$ соответствует эквивалентная схема, изображенная на рис. 8-8. Напряжение на сопротивлении нагрузки в эквивалентной схеме равно:

$$\dot{U}_н = \frac{z_н}{4}\left(\dot{I}_{1s} - \dot{I}_{2s}\right) = j\frac{z_н}{2}\dot{I}_з; \qquad (8\text{-}18)$$

отсюда

$$\dot{U}_з = z_н \dot{I}_з = -2j\dot{U}_н.$$

По измеренной величине $\dot{U}_н$ можно с помощью эквивалентной схемы на электрическом расчетном столе определить амплитуду и фазу напряжения генераторной обмотки для заданной нагрузки при любой скорости вращения.

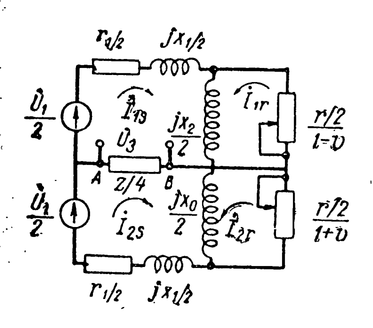


Рис. 8-8. Эквивалентная схема АТ

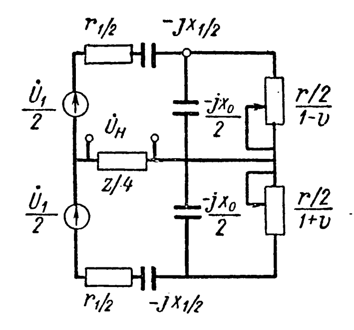


Рис. 8-9. Эквивалентная схема АТ с емкостями

Для режима холостого хода сопротивление нагрузки $z_н = \infty$, и на эквивалентной схеме рис. 8-8 э.д.с. генераторной обмотки равна удвоенной разности потенциалов между точками A и B, сдвинутой по фазе в сторону отставания на 90°,

$$\dot{E}_з = -j2\dot{U}_{AB}.$$

В лабораторной практике построение эквивалентной схемы проще осуществить с помощью емкостей. Для этого надо в уравнениях (8-17) и в формуле (8-18) перейти к сопряженным значениям. На рис. 8-9 приведена эквивалентная схема асинхронного тахогенератора на емкостях. Для этой схемы

$$\dot{U}_з = 2j\dot{U}_н^*.$$

8-5. Асинхронный тахогенератор в режиме акселерометра

При возбуждении АТ постоянным током (рис. 8-10) на генераторной обмотке появляется э.д.с. только в том случае, когда ротор вращается с некоторым ускорением. В самом деле, э.д.с. вращения

и ток ротора пропорциональны магнитному потоку и скорости вращения ротора:

$$j_р \sim \Phi_d \omega_р.$$

Этот ток будет индуктировать э.д.с. в генераторной обмотке, если $\omega_р$ — переменная величина, т. е. ротор АТ вращается с ускорением.

Остановимся несколько подробнее на основных соотношениях, характерных для этого режима работы. Магнитный поток обмотки возбуждения не зависит от скорости вращения, это означает, что влияние н. с., создаваемой токами ротора от э.д.с. вращения, на величину магнитного потока обмотки возбуждения пренебрежимо мало.

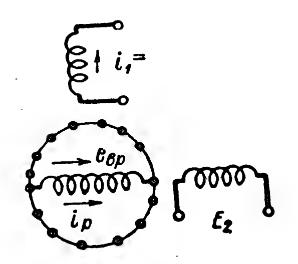


Рис. 8-10. Принципиальная схема работы АТ как датчика ускорения

При этом условии э.д.с. вращения, индуктируемая в поперечной обмотке ротора, равна:

$$e_{вр} = i_f M\omega = i_f M\omega_р p, \qquad (8\text{-}19)$$

где i_f — ток в обмотке возбуждения АТ;

M — коэффициент взаимоиндукции обмотки ротора и обмотки возбуждения, приведенный к обмотке возбуждения;

$\omega = \omega_р p$ — скорость вращения ротора в электрических радианах;

p — число пар полюсов.

Для поперечного контура ротора имеем уравнение э.д.с.:

$$ri_р + M\frac{di_р}{dt} = e_{вр} = i_f M\omega_р p;$$

отсюда, используя правила операционного исчисления, получим:

$$i_р(s) = \frac{i_f Mp\omega_р(s)}{r + Ms} = \frac{i_f Tp\omega_р(s)}{1 + Ts}, \qquad (8\text{-}20)$$

где s — оператор Лапласа;

T — постоянная времени поперечного контура ротора АТ.

Э.д.с., индуктируемая в генераторной обмотке АТ, равна:

$$E_2 = -k_{тр} M\frac{di_р}{dt},$$

где $k_{тр}$ — коэффициент трансформации между генераторной обмоткой и обмоткой возбуждения.

Переходя к операционным изображениям и используя соотношение (8-20), получим:

$$E_2(s) = -k_{тр} Mpi_f \frac{T}{1 + Ts} s\omega_р(s), \qquad (8\text{-}21)$$

где $s\omega_р(s) = \varepsilon(s)$ — операционное изображение углового ускорения.

Из формулы (8-21), согласно теореме свертывания, находим:

$$E_2(t) = -k_{\text{тр}} M i_f p T \int_0^t \varepsilon(t-x) e^{-\frac{x}{T}} dx. \qquad (8\text{-}22)$$

В частности, при постоянном $\varepsilon = \varepsilon_0$ получим:

$$E_2(t) = -k_{\text{тр}} M i_f p T \varepsilon_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right) \qquad (8\text{-}23)$$

откуда непосредственно следует, что э.д.с. генераторной обмотки пропорциональна угловому ускорению. При этом коэффициент пропорциональности практически не зависит от времени, если постоянная времени контура ротора достаточно мала. Однако чрезмерное уменьшение постоянной времени нежелательно, так как это связано с падением крутизны э.д.с. генераторной обмотки. Поэтому приходится принимать компромиссное решение, определяемое точностью работы АТ как акселерометра и его чувствительностью.

При синусоидальном изменении угловой скорости вращения ротора с некоторой частотою Ω

$$\omega_{\text{р}} = \omega_0 \cos \Omega t$$

можно ввести понятие о частотной характеристике АТ как акселерометра

$$|k(j\Omega)| = \frac{E_2}{\Omega \omega_0} = k_{\text{тр}} M i_f T p \frac{1}{|1 + jT|},$$

которая до величины $\Omega_1 \approx \frac{1}{5T}$ может считаться постоянной. Это означает, что ускорения со спектром частот до Ω_1 измеряются АТ без искажений.

8-6. Классификация погрешностей АТ

Оценка точности работы АТ как счетно-решающего элемента производится по следующим значениям погрешности:

1. Относительная амплитудная ошибка по скорости и напряжению, определяемая по формуле:

$$\varepsilon_{v,\,U} = \frac{U_{\text{з}}(v,\ U_1) - k_1 v U_1}{k_1 v_0 U_{1m}}, \qquad (8\text{-}24)$$

здесь $U_{\text{з}}(v, U_1)$ — напряжение генераторной обмотки при скорости вращения ротора v и напряжении возбуждения U_1;

v_0, U_{1m} — максимальная скорость вращения ротора и максимальное напряжение возбуждения;

k_1 — масштабный коэффициент, выбираемый из условия минимума амплитудной ошибки (см. § 8-7).

При расчете амплитудной ошибки по скорости в формуле (8-24) напряжение возбуждения считается неизменным и равным номинальному значению, а при расчете амплитудной ошибки по напряжению необходимо скорость вращения считать постоянной и равной максимальной скорости.

Появление амплитудной ошибки по напряжению связано с нелинейным характером кривой намагничивания магнитопровода АТ.

2. Относительные амплитудные ошибки АТ от изменения частоты сети и температуры окружающей среды. Их значения, как это следует из формул (8-11) и (8-12), определяются множителем A (или a для режима холостого хода) и подсчитываются по формулам:

$$\left.\begin{aligned} \varepsilon_f &= \frac{\Delta A_f}{A}\,100\%; \\ \varepsilon_т &= \frac{\Delta A_т}{A}\,100\%, \end{aligned}\right\} \tag{8-25}$$

здесь ΔA_f и $\Delta A_т$ — изменение коэффициента A при отклонении частоты и температуры от их номинальных значений.

Для режима холостого хода получаем аналогичные формулы при замене A на a:

$$\left.\begin{aligned} \varepsilon_f &= \frac{\Delta a_f}{a}\,100\%; \\ \varepsilon_т &= \frac{\Delta a_т}{a}\,100\%. \end{aligned}\right\} \tag{8-26}$$

3. Фазовая ошибка АТ. Фазовой ошибкой асинхронного тахогенератора называется изменение фазы напряжения его генераторной обмотки при изменении скорости вращения ротора, напряжения возбуждения, частоты сети и температуры окружающей среды.

Соответственно этому различают три вида фазовых ошибок;

$\Delta\varphi_v$ — фазовая ошибка от изменения скорости;

$\Delta\varphi_f$ — фазовая ошибка от изменения частоты;

$\Delta\varphi_т$ — фазовая ошибка от изменения температуры.

Фазовая ошибка от изменения напряжения обычно не рассматривается, так как она значительно меньше остальных типов фазовых ошибок.

4. Остаточное напряжение генераторной обмотки АТ. Его значение зависит от магнитной асимметрии магнитопровода и электрической асимметрии полого ротора, а также от наличия короткозамкнутых контуров в обмотках и магнитопроводе АТ. Остаточное напряжение имеет две составляющие: постоянную составляющую, не зависящую от углового положения ротора, и переменную составляющую, изменяющуюся с двойной периодичностью от угла поворота ротора в электрических градусах. Физическая природа остаточной э.д.с. и методы ее уменьшения рассматриваются ниже.

Требования по точности, предъявляемые к асинхронному тахогенератору, зависят от области его применения и находятся в следующих пределах:

а) относительная амплитудная ошибка от 0,05% до нескольких десятых %;

б) фазовая ошибка до 1—2°;

в) величина остаточного напряжения не более 0,1—0,2% от максимального значения напряжения генераторной обмотки.

8-7. Амплитудная и фазовая ошибки АТ от изменения скорости

Для определения амплитудной ошибки АТ воспользуемся формулой (8-12), переписав ее в виде:

$$\dot{E}_3 = c\frac{v}{1 + bv^2}, \qquad (8\text{-}27)$$

где $c = -ja\dot{U}_1$ — постоянная, не зависящая от скорости вращения ротора, величина.

Знаменатель в формуле (8-27) представляет собой комплексное число, равное сумме 1 и малого комплексного числа bv^2. Изменение модуля знаменателя $(1 + bv^2)$ будет характеризовать амплитудную ошибку по скорости, а изменение аргумента — фазовую ошибку.

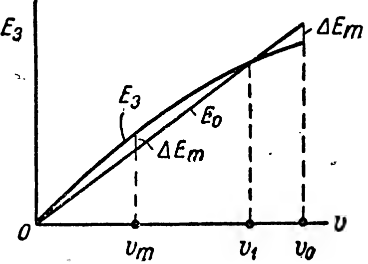


Рис. 8-11. Зависимость э.д.с. генераторной обмотки от скорости

При выборе линейной зависимости для э.д.с. генераторной обмотки значение амплитудной ошибки должно быть минимальным. Пусть v_1 — скорость вращения ротора АТ, при которой э.д.с. генераторной обмотки E_3 и напряжение выбранной линейной зависимости E_0 совпадают (рис. 8-11); тогда

$$E_0 = |c|\frac{v}{1 + b_1 v_1}, \qquad (8\text{-}28)$$

где

$$b_1 = R_e b.$$

Отсюда

$$\varepsilon_v = \frac{E_3 - E_0}{E_{0m}} = b_1 \frac{v}{v_0}\frac{v_1^2 - v^2}{1 + b_1 v_1},$$

где v_0 — максимальная скорость вращения ротора АТ; или, считая, что $b_1 v_1 \ll 1$, получаем:

$$\varepsilon_v = b_1 \frac{v}{v_0}\left(v_1^2 - v^2\right). \qquad (8\text{-}29)$$

Из формулы (8-29) нетрудно установить, что ε_v имеет наибольшее значение при $v_m = \frac{v_1}{\sqrt{3}}$. Значение относительной амплитудной ошибки при этом равно:

$$\varepsilon_{vm} = \frac{2}{3\sqrt{3}} b_1 \frac{v_1^3}{v_0}. \tag{8-30}$$

Относительная амплитудная ошибка при максимальной скорости определяется по формуле (8-29) и равна:

$$\varepsilon_{v\,\text{макс}} = b_1 \left(v_1^2 - v_1^2\right). \tag{8-31}$$

Очевидно, что выбранная линейная зависимость э.д.с. генераторной обмотки является наилучшей, если $\varepsilon_{vm} = -\varepsilon_{v\,\text{макс}}$. Подставляя сюда два последних выражения для ε_{vm} и $\varepsilon_{v\,\text{макс}}$, приходим к уравнению для определения v_1:

$$\frac{2}{3\sqrt{3}} \frac{v_1^3}{v_0} = v_0^2 - v_1^2.$$

Отсюда и определяется оптимальное значение скорости вращения ротора АТ v_1, при котором необходимо уравнивать э.д.с. генераторной обмотки и заданную линейную зависимость, чтобы получить наименьшую амплитудную ошибку от изменения скорости вращения ротора в диапазоне от 0 до v_0. Это значение скорости равно:

$$v_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} v_0. \tag{8-32}$$

Подставляя его в формулу (8-30) или (8-31), получим выражение для максимальной относительной амплитудной ошибки АТ от изменения скорости:

$$\varepsilon_{vm} = \frac{1}{4} b_1 v_0^2 \tag{8-33}$$

или, выражая ε_{vm} в %,

$$\varepsilon_{vm}\,\% = 25 b_1 v_0^2. \tag{8-34}$$

Фазовая ошибка АТ от изменения скорости равна приращению аргумента комплексного числа $1 + bv^2$, входящего в знаменатель формулы (8-27), при изменении скорости вращения ротора от v_0 до $v_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} v_0$.

Максимальное возможное значение фазовой ошибки будет при $v = v_0$ и равно:

$$\Delta\varphi_{vm} = \operatorname{arc\,tg} b_2 v_0, \tag{8-35}$$

где

$$b_2 = I_m b.$$

8-8. Амплитудная и фазовая ошибки АТ от изменения температуры, частоты и напряжения сети

Величина ошибок АТ от изменения температуры, частоты и напряжения сети на холостом ходу зависит от изменения коэффициента a, определяющего крутизну э.д.с. генераторной обмотки. Рассмотрим каждый из типов ошибок отдельно.

Ошибки от изменения температуры. Как видно из формулы (8-15), коэффициент a зависит от температуры через параметры ψ и β. Для определения величины ошибки найдем $\frac{\Delta a}{a}$.

Путем простых, хотя и громоздких вычислений можно показать, что при условии $\psi \ll \beta$ и $\xi \ll \beta$ справедливо равенство:

$$\frac{\Delta a}{a} = |a|^2 \left[\psi\left(\beta + \frac{1}{\beta^2}\right)\frac{\Delta\psi}{\psi} + \beta^2\frac{\Delta\beta}{\beta}\right].$$

Заменяя

$$\frac{\Delta\psi}{\psi} = \frac{\Delta r_1}{r_1} = \alpha_c t_1^\circ; \quad \frac{\Delta\beta}{\beta} = \frac{\Delta r_p}{r_p} = \alpha_p t^\circ,$$

где t° — изменение температуры окружающей среды;

α_c, α_p — температурные коэффициенты сопротивления обмоток статора и ротора,

получим:

$$\varepsilon_т = \left|\frac{\Delta a_т}{a}\right| 100\% = |a|^2 \left[\psi\left(\beta + \frac{1}{\beta^2}\right)\alpha_c + \beta^2\alpha_p\right] 100 t^\circ \%. \quad (8\text{-}36)$$

При ориентировочных подсчетах можно приближенно принять

$$|a|^2 = \frac{1}{1+\beta^2}.$$

Полученная формула позволяет оценить влияние материала обмоток статора и ротора на амплитудную ошибку от изменения температуры.

Поскольку

$$\beta^2 \gg \psi\left(\beta + \frac{1}{\beta^2}\right),$$

то для изготовления ротора АТ должен применяться материал с низким значением температурного коэффициента сопротивления. В высокоточных АТ ротор выполняется из материалов с весьма низким значением температурного коэффициента сопротивления. В АТ этого типа температурная погрешность определяется изменением сопротивления обмотки статора r_1, или коэффициента ψ в формуле (8-35). Приращение величины a, определяющей крутизну э.д.с. генераторной обмотки, при этом равно (с точностью до ψ^2):

$$\Delta a = -\Delta\psi(1 - j\beta),$$

а приращение э.д.с.

$$\Delta\dot{E}_з = -j\Delta a\dot{U}_1 = \dot{E}_з\frac{\Delta a}{a} = \dot{E}_з\Delta\psi(1 - \beta^2 - 2j\beta).$$

При работе АТ в интегрирующем приводе эту ошибку можно исключить, если соответствующим образом выбрать фазу опорного напряжения дискриминатора усилителя или напряжения возбуждения двигателя (рис. 8-12).

Для оценки фазовой ошибки АТ от изменения температуры воспользуемся упрощенным выражением для a:

$$a \approx \frac{1}{j(\beta + j)} = \frac{1}{\sqrt{\beta^2 + 1}} e^{j\left(\frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg} \beta\right)}. \qquad (8\text{-}37)$$

Отсюда для изменения фазового угла получим:

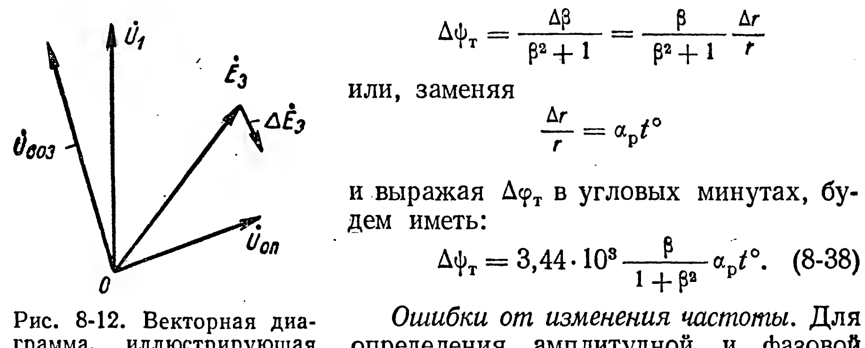


Рис. 8-12. Векторная диаграмма, иллюстрирующая компенсацию температурных погрешностей АТ

$$\Delta\psi_т = \frac{\Delta\beta}{\beta^2 + 1} = \frac{\beta}{\beta^2 + 1} \frac{\Delta r}{r}$$

или, заменяя

$$\frac{\Delta r}{r} = \alpha_р t^\circ$$

и выражая $\Delta\varphi_т$ в угловых минутах, будем иметь:

$$\Delta\psi_т = 3{,}44 \cdot 10^3 \frac{\beta}{1 + \beta^2} \alpha_р t^\circ. \qquad (8\text{-}38)$$

Ошибки от изменения частоты. Для определения амплитудной и фазовой ошибок от изменения частоты воспользуемся приближенным выражением для a [формула (8-37)].

При расчете амплитудной ошибки необходимо учесть, что синхронная скорость, в долях которой задается скорость вращения ротора, зависит от частоты. Поэтому выражения для величины э.д.с. генераторной обмотки как функции частоты можно записать в виде:

$$\dot{E}_3 = B \frac{1}{f\sqrt{\beta^2 + 1}},$$

где B — постоянная, не зависящая от частоты сети.

Дифференцируя это выражение по f и учитывая, что

$$\frac{d\beta}{df} = -\frac{\beta}{f},$$

получим:

$$\frac{\Delta E_3}{E_3} = \frac{1}{\beta^2 + 1} \frac{\Delta f}{f}. \qquad (8\text{-}39)$$

Фазовая ошибка от изменения частоты определяется изменением аргумента комплексного числа a:

$$\Delta\varphi_f = \Delta(\operatorname{arc\,tg} \beta) = \frac{\beta}{\beta^2 + 1} \frac{\Delta f}{f}. \qquad (8\text{-}40)$$

Формулы (8-39) и (8-40) показывают, что амплитудные и фазовые ошибки АТ от изменения частоты могут быть весьма значительными, если не принять специальных мер для их уменьшения.

Как было показано в § 8-2, э.д.с. генераторной обмотки отстает по фазе от напряжения возбуждения на некоторый угол. Поэтому в компенсационных схемах, где обычно работают АТ, применяется фазосдвигающее устройство, включаемое в цепь источника задающего напряжения (например, ЛВТ). В качестве фазосдвигающего устройства необходимо использовать схемы, которые имели бы аналогичную АТ зависимость выходного напряжения от частоты.

Такому требованию удовлетворяет простейшая фазосдвигающая цепочка, состоящая из R и C (рис. 8-13). Выходное напряжение этой цепочки равно:

$$\dot{U}_{\text{вых}} = U_1 \frac{1}{\sqrt{1 + 4\pi^2 R^2 C^2 f^2}}.$$

Отсюда

$$\frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} = \frac{1}{\beta_1^2 + 1} \frac{\Delta f}{f}, \tag{8-41}$$

где

$$\beta_1 = \frac{1}{4\pi^2 R^2 C^2 f^2}.$$

Рис. 8-13. Схема фазосдвигающего контура интегрирующего привода с АТ

Сравнивая формулы (4-39) и (8-41), нетрудно видеть, что зависимости изменений э.д.с. генераторной обмотки и выходного напряжения фазосдвигающей цепи от частоты аналогичны. Отсюда следует, что путем выбора соответствующих значений R и C погрешности АТ от изменения частоты в компенсационной схеме могут быть практически исключены.

Ошибки от изменения напряжения. Эти ошибки обусловлены нелинейностью кривой намагничивания АТ. Поскольку в АТ воздушный зазор имеет относительно большую величину, то ошибки от изменения напряжения невелики. Для их уменьшения магнитопроводы изготовляют из материалов с высоким значением магнитной проницаемости (например, пермаллоя).

8-9. Погрешности АТ от неточности изготовления

Эти погрешности связаны с неоднородностью в магнитных свойствах магнитопровода статора, электрической асимметрией ротора и эксцентриситетом расточки. Они проявляются в возникновении остаточной э.д.с. генераторной обмотки. Эта ЭДС имеет две составляющие: постоянную составляющую, не зависящую от углового положения ротора, и переменную составляющую, изменяющуюся

с двойной периодичностью в зависимости от угла поворота ротора в электрических градусах.

Рассмотрим кратко причины образования остаточных э.д.с. и методы борьбы с ними.

Неоднородность в магнитных свойствах пакетов статора появляется вследствие наличия короткозамкнутых витков, неодинаковой магнитной проводимости листов, которая, несмотря на веерную сборку пакетов, частично остается. Это приводит к образованию, наряду с пульсирующим магнитным полем обмотки возбуждения, вращающегося магнитного поля. При этом в генераторной обмотке АТ индуктируется постоянная составляющая э.д.с., сдвинутая по фазе на некоторой угол по отношению к напряжению возбуждения.

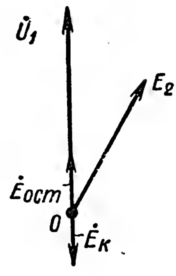


Рис. 8-14. Векторная диаграмма остаточной э.д.с. АТ

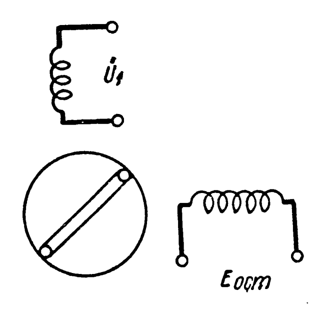


Рис. 8-15. Схема образования переменной составляющей остаточной э.д.с.

Постоянная составляющая э.д.с. может быть частично скомпенсирована, если генераторную обмотку расположить на внутреннем магнитопроводе и поворачивать его по отношению к пакету статора, на котором располагается обмотка возбуждения. На рис. 8-14 дана векторная диаграмма, иллюстрирующая компенсацию постоянной составляющей э.д.с.

Электрическая асимметрия ротора приводит к образованию переменной составляющей э.д.с. Действительно, асимметричный ротор АТ можно рассматривать как совокупность симметричного ротора и короткозамкнутого витка, рис. 8-15. При повороте ротора от воздействия короткозамкнутого витка в генераторной обмотке индуктируется переменная составляющая э.д.с. Эта э.д.с. имеет максимальное значение, если плоскость витка составляет 45° с осями обмоток АТ. Очевидно, что электрическая асимметрия ротора проявляется наиболее сильно в двухполюсной машине. Это обстоятельство накладывает определенные ограничения на выбор числа пар полюсов АТ. С одной стороны, для расширения диапазона линейности целесообразно увеличивать синхронную скорость поля, т. е. уменьшать число пар полюсов, с другой стороны, различ-

ного рода асимметрии в статоре и роторе сказываются значительно меньше в многополюсных машинах.

Практика проектирования АТ показывает, что оба требования достаточно хорошо удовлетворяются для четырехполюсных машин, работающих на повышенной частоте. Поэтому, как правило, АТ выполняются с $p = 2$ и на частоту $f = 400 \div 500$ *гц*. При выполнении АТ как четырехполюсной машины весьма незначительное влияние на величину остаточных э.д.с. оказывают эксцентриситет расточек статора и полого стакана ротора.

При значительной неоднородности материала ротора или неудачной технологии его изготовления электрическая асимметрия ротора может иметь четырехкратную периодичность, за один оборот ротора, что обнаруживается по большим значениям переменной составляющей остаточной э.д.с. В некоторых случаях для таких роторов может оказаться целесообразным электрическое симметрирование. Практически электрическое симметрирование сводится к механическому удалению в определенных местах некоторой части материала ротора в таком размере, чтобы обеспечить его электрическую симметрию.

ЛИТЕРАТУРА

К главам первой и второй

1. Талалай Б. А., Электромоторы постоянного тока облегченной конструкции мощностью от 0,5 до 50 *ватт*; конструкция, расчет, изд. ЦАГИ, 1937.

2. Вертинов А. И., Ризник Г. А., Проектирование авиационных электрических машин постоянного тока, Оборонгиз, 1958.

3. Кунц И. С., Скользящий контакт электрических машин, изд. ЦБТИ 1948.

4. Хисамутдинов Р. Х., Коммутация машин постоянного тока, Металлургиздат, 1953.

5. Белкин М. Д., Штыхнов Г. С., Щетки для электрических машин, их производство и применение, Госэнергоиздат, 1952.

6. Костенко М. П., Пиотровский Л. М., Электрические машины, ч. I, Машины постоянного тока, трансформаторы, Госэнергоиздат, 1958.

7. Костенко М. П., Электрические машины, Госэнергоиздат, 1944.

8. Рихтер Р., Электрические машины, ч. I, Расчетные элементы общего значения, Машины постоянного тока, пер. с нем., Объединенное научно-техническое издательство НКТП СССР, Главн. ред. энергетич. лит-ры, М.—Л., 1935.

9. Петров Г. Н., Электрические машины, ч. II, Коллекторные машины постоянного и переменного тока, Госэнергоиздат, 1947.

10. Калантаров П. Л., Нейман Л. Р., Теоретические основы электротехники, ч. I, II, III, Госэнергоиздат, 1959.

11. Говорков В. А., Электрические и магнитные поля, Госэнергоиздат, 1960.

12. Комитет технической терминологии АН СССР, Электрические машины, Виды электрических машин, изд. АН СССР, 1960.

13. Юферов Ф. М., Электрические двигатели автоматических устройств, Госэнергоиздат, 1959.

14. Колосов С. П., Элементы авиационных автоматических устройств, Оборонгиз, 1958.

15. Бесекерский В. А., Орлов В. П., Полонская Л. В., Федоров С. М., Проектирование следящих систем малой мощности, Судпромгиз, 1958.

16. Босый Н. Д., Электрические фильтры, Гостехиздат, УССР, Киев, 1960.

17. Лютов С. А., Индустриальные помехи радиоприему и борьба с ними, Госэнергоиздат, 1952.

18. Соколов Т. Н., Электромеханические системы автоматического управления, Госэнергоиздат, 1952.

19. Гандлевский М. М., Силовой следящий привод, Оборонгиз, 1957.
20. Васильев Д. В., Филиппов Г. С., Основы теории и расчета следящих систем, Госэнергоиздат, 1959.
21. Кулебакин В. С., Нагорный В. Д., Электропривод самолетных агрегатов и механизмов, Оборонгиз, 1958.
22. Доброгурский С. О., Казаков В. А., Титов В. К., Счетнорешающие устройства, Оборонгиз, 1959.
23. Хохлов А. Ф., Теория и техническое применение автоматических устройств, Машгиз, 1959.
24. Стамбулян Г. А., Обобщенные характеристики серии микродвигателей постоянного тока, «Вестник электропромышленности», № 12, 1959.
25. Стамбулян Г. А., Регулирование скорости вращения электродвигателя постоянного тока малой мощности вибрационным центробежным регулятором, «Вестник электропромышленности», № 3, 1957.
26. Вешеневский С. Н., Расчет характеристик и сопротивлений для электродвигателей, Госэнергоиздат, 1954.
27. Метцлер К., Расчет универсальных коллекторных двигателей малой мощности, пер. с нем., Госэнергоиздат, 1932.
28. Фролов Б. В., Руководство к лабораторным работам по теории переменных токов, изд. Ленинградского института авиационного приборостроения, Л., 1958.
29. Гауффе Г., Геометрические места в технике сильных токов, Введение в теорию и применение, пер. с нем., Главн. ред. энергетич. лит-ры, 1935.
30. Ермолин Н. П., Расчет маломощных коллекторных машин, Госэнергоиздат, 1955.
31. Виноградов Н. В., Горянов Ф. А., Сергеев П. С., Проектирование электрических машин, Госэнергоиздат, 1950.
32. Иоффе А. Б., Тяговые электрические машины, Госэнергоиздат, 1957.
33. Левин И. Я. (под ред.), Справочник конструктора точных приборов, Оборонгиз, 1953.
34. Бейзельман Р. Д., Цыпкин Б. В., Подшипники качения (Справочник), Машгиз, 1959.

К главе третьей

1. Кантер А. С., Постоянные магниты, ОНТИ, 1938.
2. Кантер А. С., Машины с постоянными магнитами, «Вестник электропромышленности», № 10, 1934.
3. Кантер А. С., Электрические машины средней мощности с возбуждением постоянными магнитами, «Электричество», № 3, 1937.
4. Кантер А. С., Учет размагничивающего влияния токов короткого замыкания при определении размеров постоянных магнитов машины, «Электричество», № 8, 1940.
5. Погожев С. А., Расчет постоянных магнитов кольцеобразной формы, «Электричество», № 6, 1939.
6. Голенко А. К., Машины постоянного тока с постоянными магнитами, Автореферат, 1958.
7. Захаров Ю. С., Реакция якоря магнитоэлектрических машин постоянного тока, Автореферат, 1959.
8. Бертинов А. И., Элементы аналитической теории магнитоэлектрических цепей, Труды МАИ им. Серго Орджоникидзе, вып. 84, 1957.
9. Карасев А. Ф., Коммутация машин постоянного тока, ГЭИ, 1961.

К главе четвертой

1. Сорокер Т. Г., О расчете синхронных машин с постоянными магнитами, «Вестник электропромышленности», № 2, 1940.
2. Бертинов А. И., Авиационные электрические генераторы, Оборонгиз, 1959.
3. Паластин Л. М., Чесноков А. И., Регулируемый синхронный генератор с постоянным магнитом, «Вестник электропромышленности», № 2, 1958.
4. Паластин Л. М., Чесноков А. И., Регулирование напряжения синхронных генераторов повышенной частоты с постоянными магнитами.
5. Сорокер Т. Г., Краузе С. В., Садовский Б. Д., Стабилизация напряжения в синхронных машинах с постоянными магнитами, «Вестник электропромышленности», № 2, 1940.
6. Уриновский Д. Е., Синхронный двигатель с постоянными магнитами, Автореферат, НИИМЭП СССР, 1951.
7. Мерилл Г. Синхронные моторы с постоянными магнитами, El. Engineering, № 2, 1955.
8. Высокочастотный генератор с возбуждением от постоянных магнитов, El. Times, т. 126, № 44, 1954.

К главе пятой

1. Костенко М. П., Пиотровский Л. М., Электрические машины, ч. 2, Госэнергоиздат, 1958.
2. Чечет Ю. С., Электрические микромашины автоматических устройств, Госэнергоиздат, 1957.
3. Певзнер О. Б., Схема замещения и точная круговая диаграмма синхронной реактивной машины, «Электричество», № 2, 1960.
4. Trickey P. H., Performance Calculations on Polyphase Reluctance Motors (Synchronous Motors without Field Excitation), Tr. A. J. E. E. 1946, v. 65.
5. Croose C. H., A Design Method for Polyphase Reluctance Synchronous Motors, Tr. A. J. E. E. 1951, v. 70, Part I.
6. Chi-Yung-Lin., Characteristics of Reluctance Machines, Tr. A. J. E. E., 1951, v. 70, Part II.
7. Talaat M. E., Steady-State and Transient Synthesis of 3—Phase Reluctance Motors (Synchronous Motors without field excitation), Tr. A. J. E. E., 1951, v. 70, Part II.
8. Kostko J. K., Polyphase Reaction Synchronous Motors. Tr. A. J. E. E. 1923.
9. Тер-Маркарянц Е. А., Теоретическое и экспериментальное исследование синхронного реактивного двигателя, Известия Ленинградского Политехнического института, т. 31, 1928.
10. Kovacs K. P. und Rácz., Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen, 1959, Будапешт, т. I.
11. Кононенко Е. В., Исследование работы синхронного реактивного двигателя. Известия Высших учебных заведений, «Электромеханика», № 5, 1958.
12. Браммер Ю. А., Энергетический метод расчета синхронно-реактивных двигателей, «Электричество», № 12, 1951.
13. Матюхин В. М., Новая эквивалентная схема синхронной машины с выступающими полюсами. Известия Академии наук СССР, ОТН, № 4, 1948.
14. Толмач И. М., Расчет пусковых характеристик синхронных двигателей по схеме замещения, «Электричество», № 1, 1956.
15. Ланген А. М., Определение максимально допустимого момента входа в синхронизм реактивного электродвигателя, «Вестник электропромышленности», № 12, 1956.

16. Конкордиа Ч., Синхронные машины, Переходные и установившиеся процессы, Госэнергоиздат, 1959.
17. Terry J. A., Robertson B. L., Single-Phase Synchronous Machine, Tr. A. J. E. E., 1948, v. 67.
18. Сорокер Т. Г., Клобуков П. П., Однофазные синхронные реактивные двигатели, Вестник электропромышленности, № 3, 1938.
19. Chang S. S. L., An Analysis of unexcited Synchronous Capacitor Motors. Tr. A. J. E. E., 1951, v. 70, Part II.
20. Covo A, Lingo L. E., Graphical Determination of Starting Performance of Capacitor Motors, Tr. A. J. E. E., 1957, v. 76, Part III.
21. Wögerbauer H., Das Drehmoment des nicht selbst anlaufenden sinrchronen Jmpulsfeldmotors, Elektrotechnik und Maschinenbau, 1936, N. 26.
22. Wögerbauer H., Zur Berechnung des sinchronen Impulsfeldmotors, Elektrotechnik und Maschinenbau, 1937, N. 49.
23. Sequenz H., Sonderbauarten von Kleinstmotoren, Elektrotechnik und Maschinenbau, 1944, N. 27/28.
24. Watts J. R., A Low-Speed gearless Motor, The Electric Journal, 1932, N 50.
25. Певзнер О. Б., Аналитическое и графическое определение характеристик синхронного реактивного двигателя. Сб. Электрические машины малой мощности (до 600 *вт*), ЦИНТИ ЭП и П, М., 1962.
26. Певзнер О. Б., О схеме замещения и круговой диаграмме синхронной реактивной машины, «Электричество», № 5, 1961.
27. Постников И. М., Ралле В. В., К определению размеров параметрического (реактивного) двигателя, «Электричество», № 3, 1963.
28. Куцевалов В. М., Относительные характеристики и сравнительные свойства синхронной реактивной машины, «Электричество», № 10, 1962.
29. Куракин А. С., Поле в зазоре редукторного двигателя, Известия высших учебных заведений, «Электромеханика», № 2, 1963.

К главе шестой и седьмой

1. Станиславский Б. И., Электрические счетно-решающие устройства, Судпромгиз, 1948.
2. Доброгурский С. О., Казаков В. А., Титов В. К., Счетно-решающие устройства, Оборонгиз, 1959.
3. Костенко М. П., Пиотровский Л. М., Электрические машины, ч. II, Госэнергоиздат, 1958.
4. Ходоров Т. Я., Электромеханические индукционные счетно-решающие устройства, Судпромгиз, 1960.
5. Хрущев В. В., Левин Б. И., Расчет синусоидально-распределенных обмоток вращающихся трансформаторов, НТИ по приборостроению, вып. 3, Судпромгиз, 1957.
6. Хрущев В. В., Расчет параметров синусоидально-распределенных обмоток, НТИ по приборостроению, вып. 1, Судпромгиз, 1960.
7. Чечет Ю. С., Электрические микромашины автоматических устройств, Госэнергоиздат, 1957.
8. Heartz R. A., Saunders R. M., Design of High-Precision Synchros and Resolvers. Tr. AIEE v. 75, p. 421—426, 1956.

К главе восьмой

1. Вевюрко И. А., К расчету характеристик двухфазной индукционной машины с полым ротором, ВЭП, № 6, 1957.
2. Каган Б. М., Нарсидзе К. М., Двухфазная асинхронная машина с тонкостенным ротором в режиме исполнительного двигателя и тахогенератора, «Автоматика и телемеханика», № 2, стр. 177, 1953.

3. Кушвинов В. Г., О функции преобразования асинхронного генератора, Изв. высш. учебных заведений, Электромеханика, № 7, 1959.
4. Чечет Ю. С., Электрические микромашины автоматических устройств, Госэнергоиздат, 1957.
5. Dewis S., Performance characteristics of the induction generator tachometer, Product Eng. 1953, v. 24.
6. Frasier R. H., Analisis of the drag cup A. C. fachometer by means of 2 phase simmetrical coneponengs. Tr. AIEE, v. 70, p. II, 1951.